



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Teoría de la Señal y
Comunicaciones, Grupo de Radiofrecuencia.

PROYECTO FIN DE CARRERA

Circuitos dobladores de frecuencia en bandas milimétricas

Autor: Yolanda Belinchón Monjas

Tutor: Daniel Segovia Vargas

Leganés, Septiembre de 2013

Título: **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** dobladores de frecuencia en bandas milimétricas

Autor: Yolanda Belinchón Monjas

Director: Daniel Segovia Vargas

EL TRIBUNAL

Presidente: _____

Vocal: _____

Secretario: _____

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día __ de _____ de 20__ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos

En primer lugar, agradecer a mi tutor, Daniel Segovia Vargas por haber confiado en mí desde el primer momento, y darme la posibilidad de realizar este proyecto. Por todo su esfuerzo realizado y su tiempo dedicado, muchas gracias.

También debo agradecer la dedicación de Javier Montero de Paz, al que he podido acudir ante las dudas que iban surgiendo en el desarrollo del proyecto, ofreciéndome su ayuda y dedicándome todo el tiempo que fuese necesario, gracias.

Al técnico de laboratorio, Iván Fernández, que se encargó de realizar la fabricación de los circuitos y participó en la toma de los resultados experimentales, gracias.

Gracias a toda mi familia, en concreto a mis padres y a mis hermanos, que me han educado, transmitiéndome los mejores valores y me han ofrecido todo su apoyo incondicional durante estos años.

Gracias a mis amigos, por los buenos momentos de los que hemos disfrutado, animándome y haciéndome olvidar el estrés y el agobio.

A Alberto por su paciencia y comprensión, por estar siempre a mi lado, mostrándome todo su apoyo, por animarme y ayudarme a levantarme en momentos difíciles, gracias.

A mis compañeros y amigos de la Universidad Carlos III de Madrid, por todos esos días enteros compartiendo horas de clase, prácticas, estudios,... por la ayuda y los ánimos que nos prestamos entre unos y otros, tanto dentro como fuera de la universidad, gracias.

Gracias a mis compañeros de trabajo que me han facilitado en todo lo posible la coordinación entre las obligaciones laborales y la realización del proyecto fin de carrera.

Gracias a todos ellos, puedo decir con convicción, que el esfuerzo ha merecido la pena.

Resumen

En el presente documento, se realiza una breve introducción a los sistemas de comunicación en bandas de frecuencia milimétricas (30 a 300 GHz), como innovación ante la poca flexibilidad actual en el uso del espectro radioeléctrico a bajas frecuencias. Estos sistemas a altas frecuencias, aportan entre otras ventajas, un mayor ancho de banda y una reducción en las dimensiones de los componentes, aunque como contraprestación sufren una alta degradación por fenómenos atmosféricos.

La dificultad de encontrar generadores de señal a tan altas frecuencias, lleva a que el sistema propuesto en este trabajo esté basado en el diseño de un circuito doblador, implementado en tecnología Microstrip, que transforma una señal de entrada de frecuencia 15 GHz (banda de microondas), en una señal de salida de frecuencia 30GHz (banda milimétrica), aprovechando las características no lineales del elemento activo, en este caso, el diodo de barrera Schottky para la generación de armónicos.

Se presentarán diferentes alternativas, ya que, se han diseñado dos dobladores de frecuencia de 15 a 30 GHz, con dos diodos diferentes, MA4E1317 y DBES105A, comparando las prestaciones obtenidas por ambos dispositivos.

Por último, para completar el circuito transmisor, se han desarrollado dos antenas impresas de parche, de forma circular, a la frecuencia de resonancia de 30 GHz, alimentadas por línea de transmisión con inserción. La primera de ellas, diseñada para una impedancia de 50Ω , que sirve de modelo para desarrollar la segunda antena, adaptada a la salida del circuito doblador buscando su integración con la máxima transferencia de potencia posible.

Se han fabricado, tanto el circuito doblador, como la antena, midiendo los resultados experimentalmente, para realizar la comparación con los obtenidos mediante simulación.

Palabras clave: bandas milimétricas, multiplicadores resistivos, diodo Schottky, dobladores de frecuencia, antenas de parche circular, tecnología microstrip.

Abstract

This paper presents a brief introduction to communications systems in millimeter frequency bands (from 30 GHz to 300 GHz), as an alternative to low frequency bands massive use. This high frequency system contributes with a rising bandwidth and a reduction of the device dimensions, although as a drawback the signal suffers degradation due to atmospheric phenomenon.

The difficulty on finding out high bandwidth signals generators, lead us to the proposed system is based on a doubler circuit, which have been implemented with microstrip technology, which transforms a 15 GHz input signal (microwaves band), into a output signal of 30 GHz (millimeter band). This is possible by exploiting the nonlinear characteristics of active element, Schottky diode, in order to generate harmonics signals.

Two different alternatives have been presented on this document as the design of the circuit has been developed with two different types of diodes (MA4E1317 and DBES105A), which frequencies range goes from 15 GHz to 30 GHz. As a part of this document the results obtained with both diodes have been compared.

Finally, to complete the transmitting circuit, two Microstrip antennas, circular patch (which resonance frequency is 30 GHz) have been developed and fed by transmission line. The first of them, designed to 50Ω impedance, serves as a model to develop the second antenna adapted to the output of the doubler circuit integration with the maximum power transfer possible.

The doubler circuit as the antenna has been made by measuring the experimental results in order to compare these results with the simulation results.

Keywords: Millimetre-wave (MMW), resistive multipliers, Schottky diode, frequency doubler, circular patch antenna, microstrip technology.

Índice general

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.....	1
1.1 Introducción a sistemas en bandas milimétricas.	1
1.1.1 Características de propagación.....	2
1.1.2 Aplicaciones.....	10
1.2 Objetivos	12
1.3 Fases del desarrollo y medios empleados	13
1.4 Estructura de la memoria	15
2. DIODOS MULTIPLICADORES	17
2.1 Introducción	17
2.2 Diodos resistivos Schottky	21
2.2.1 Estructura y Composición.....	23
2.2.2 Principios de funcionamiento	26
2.2.3 Modelado circuital general del diodo Schottky	28
2.3 Simulación del diodo: Modelo SPICE	31
2.3.1 Diodo MA4E1317	34
2.3.2 Diodo DBES105A	37
2.3.3 Conclusiones.....	41
3. CIRCUITOS DOBLADORES DE FRECUENCIA	43
3.1 Introducción	43
3.2 Multiplicadores de frecuencia.	45
3.2.1 Multiplicadores reactivos	46
3.2.2 Multiplicadores resistivos.....	48
3.3 Análisis y diseño del circuito doblador de frecuencia resistivo	49
3.3.1 Conceptos importantes.....	53
3.4 Dobrador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317	60
3.4.1 Simulación con líneas de transmisión ideales	60
3.4.2 Simulación con líneas de transmisión Microstrip.....	64
3.4.3 Simulación con líneas de transmisión Microstrip y sin DC.....	70
3.4.4 Layout y Fabricación.....	74
3.5 Dobrador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A.....	75
3.5.1 Simulación con líneas de transmisión ideales	75

3.5.2	<i>Simulación con líneas de transmisión Microstrip</i>	78
3.5.3	<i>Simulación con líneas de transmisión Microstrip y sin DC</i>	82
3.5.4	<i>Layout y Fabricación</i>	86
3.6	Conclusiones	88
4.	ANTENAS IMPRESAS	89
4.1	Introducción a los Elementos Radiantes	89
4.1.1	<i>Regiones del campo electromagnético radiado</i>	89
4.1.2	<i>Resonancia</i>	91
4.1.3	<i>Impedancia de entrada</i>	92
4.1.4	<i>Directividad y diagrama de radiación</i>	92
4.1.5	<i>Ganancia y Eficiencia</i>	93
4.1.6	<i>Resistencia de radiación y de pérdidas</i>	94
4.1.7	<i>Polarización</i>	95
4.1.8	<i>Tipos de Antenas</i>	96
4.2	Antenas impresas de parche	99
4.2.1	<i>Principios de funcionamiento</i>	100
4.2.2	<i>Métodos de Alimentación</i>	105
4.3	Antena de parche circular.....	108
4.4	Simulaciones.	111
4.4.1	<i>Antena de parche circular a 50Ω</i>	111
4.4.2	<i>Antena de parche circular adaptada al doblador</i>	117
5.	RESULTADOS EXPERIMENTALES	123
5.1	Introducción	123
5.2	Circuito Doblador.....	126
5.3	Antena Impresa	129
5.4	Circuito doblador sin DC	131
6.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	135
6.1	Conclusiones	135
6.2	Líneas futuras	137
7.	PRESUPUESTO	139
7.1	Introducción	139
8.	GLOSARIO	145
9.	REFERENCIAS	147

Índice de figuras

Figura 1.1. Pérdidas en espacio libre dependiendo de la distancia en metros y de la frecuencia de trabajo (microondas y ondas milimétricas) [2].	4
Figura 1.2. Atenuación provocada por partículas atmosféricas (vapor de agua y oxígeno) en función de la frecuencia de trabajo [28].	5
Figura 1.3. Atenuación por lluvia en función de la tasa (mm/h) y de la frecuencia de trabajo [1].	7
Figura 1.4. Diagrama que muestra los rangos de frecuencia de trabajo y los rangos para la reutilización de frecuencias [27].	8
Figura 1.5. Comparación entre los anchos de haz de antenas que trabajan en microondas y antenas que trabajan en ondas milimétricas.	9
Figura 2.1. Curva característica del diodo ideal y símbolo electrónico.	18
Figura 2.2. Unión PN excitada por una tensión constante externa a) Polarización directa b) Polarización Inversa [7].	18
Figura 2.3. Curva característica de un diodo real de unión PN.	19
Figura 2.4. Gráfica comparativa entre la curva característica de un diodo Schottky y un diodo de unión PN [11].	22
Figura 2.5. Estructura y composición de un diodo Schottky [9].	23
Figura 2.6. Representación de los dos tipos de contactos para la fabricación de diodos Schottky [11].	24
Figura 2.7. Diagrama de bandas de energía para un metal y un semiconductor de tipo n, antes del contacto [10].	25
Figura 2.8. (a) Función de transferencia de un diodo Schottky en eje lineal. (b) Función de transferencia de un diodo Schottky en eje logarítmico [9].	27
Figura 2.9. Circuito equivalente de un diodo Schottky [9].	29
Figura 2.10. Modelo circuital del diodo tipo SPICE.	31

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.11. Parámetros secundarios configurados en el elemento SDIODE de Microwave Office para el diodo MA4E1317.....	35
Figura 2.12. Circuito esquemático para la caracterización del diodo MA4E1317.	36
Figura 2.13. Corriente frente a voltaje (dependiente de la temperatura) de la serie de diodos MA4E131X [15].....	36
Figura 2.14. Corriente frente a voltaje del diodo MA4E1317 modelado en Microwave Office.....	37
Figura 2.15. Representación del diodo Schottky de tipo dual: DBES105A [16].....	38
Figura 2.16. Circuito equivalente del diodo Schottky de tipo dual: DBES105A [16].....	38
Figura 2.17. Corriente frente a voltaje en eje logarítmico del diodo DBES105A [16]....	39
Figura 2.18. Corriente frente a voltaje del diodo DBES105A modelado en Microwave Office.....	40
Figura 3.1. (1) Formas de onda para un multiplicador reactivo; (2) Formas de onda para un multiplicador resistivo [18].	45
Figura 3.2. Diagrama de bloques de un multiplicador de frecuencia [17].	46
Figura 3.3. Esquema de un circuito doblador de frecuencia resistivo con dos resonadores a la frecuencia fundamental y al segundo armónico [9].....	49
Figura 3.4. Formas de ondas de la señal de tensión y de corriente de un doblador resistivo [9].	50
Figura 3.5. Formas de onda de la corriente en el diodo mezclador a) R_L nula; b) R_L óptima; c) R_L superior a la óptima [9].....	51
Figura 3.6. Estructura y dimensiones de una línea de transmisión Microstrip [17].....	54
Figura 3.7. Distribución del campo magnético en una línea de transmisión Microstrip [17].	54
Figura 3.8. Representación de las ondas de potencia incidentes y reflejadas en un circuito de dos puertos.....	57
Figura 3.9. Ejemplo de los contornos en una simulación Load-Pull [19].....	58
Figura 3.10. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión ideales.	60
Figura 3.11. Adaptación a la entrada y pérdidas de conversión del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión ideales.	61
Figura 3.12. Nivel de los armónicos a la entrada y a la salida del doblador de 10 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión ideales.....	62
Figura 3.13. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión ideales.	63
Figura 3.14. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión ideales.	63
Figura 3.15. Elemento en la simulación del circuito mediante Microwave Office que representa el sustrato de las líneas de transmisión Microstrip.	64

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 3.16. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	65
Figura 3.17. Adaptación a la entrada, pérdidas de conversión y aislamiento de la señal a la frecuencia fundamental a la salida doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	66
Figura 3.18. Nivel de los armónicos a la entrada y a la salida del doblador de 10 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	67
Figura 3.19. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión reales.	67
Figura 3.20. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión reales.	68
Figura 3.21. Elemento HBTUNNER necesario en la simulación Load-Pull que transforma la impedancia vista en el puerto 2 por la impedancia vista en el puerto 1.	68
Figura 3.22. Gráfico de contorno Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo MA4E1317.	69
Figura 3.23. Nivel de armónicos tras colocar a la salida la impedancia óptima obtenida mediante la simulación Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo MA4E1317.	70
Figura 3.24. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	70
Figura 3.25. Gráfico de contorno Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo MA4E1317 sin DC.	71
Figura 3.26. Adaptación a la entrada, pérdidas de conversión y aislamiento de la señal a la frecuencia fundamental a la salida doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	72
Figura 3.27. Adaptación a la entrada, pérdidas de conversión y aislamiento de la señal a la frecuencia fundamental a la salida doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	72
Figura 3.28. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC realizado con líneas de transmisión reales. .	73
Figura 3.29. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC realizado con líneas de transmisión reales.	73
Figura 3.30. Layout del circuito doblador de frecuencia de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317.	74
Figura 3.31. Layout del circuito doblador de frecuencia de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC.	74
Figura 3.32. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión ideales.	75
Figura 3.33. Adaptación a la entrada y pérdidas de conversión del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión ideales.	76
Figura 3.34. Nivel de los armónicos a la entrada y a la salida del doblador de 10 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión ideales.	76

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 3.35. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión ideales.	77
Figura 3.36. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión ideales.	77
Figura 3.37. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	78
Figura 3.38. Adaptación a la entrada, pérdidas de conversión y aislamiento de la señal a la frecuencia fundamental a la salida doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	79
Figura 3.39. Nivel de los armónicos a la entrada y a la salida del doblador de 10 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	79
Figura 3.40. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión reales.	80
Figura 3.41. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión reales.	80
Figura 3.42. Gráfico de contorno Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo DBES105A.	81
Figura 3.43. Nivel de armónicos tras colocar a la salida la impedancia óptima obtenida mediante la simulación Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo DBES105A.	82
Figura 3.44. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	83
Figura 3.45. Gráfico de contorno Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo DBES105A sin DC.	83
Figura 3.46. Adaptación a la entrada, pérdidas de conversión y aislamiento de la señal a la frecuencia fundamental a la salida doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	84
Figura 3.47. Nivel de los armónicos a la entrada y a la salida del doblador de 10 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.	85
Figura 3.48. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC realizado con líneas de transmisión reales.	85
Figura 3.49. Tensión a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC realizado con líneas de transmisión reales.	86
Figura 3.50. Layout del circuito doblador de frecuencia de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A.	87
Figura 3.51. Layout del circuito doblador de frecuencia de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC.	87
Figura 4. 1. Diagrama de las distintas regiones del campo electromagnético radiado [25].	90
Figura 4.2. Representación de la impedancia frente a la frecuencia para el caso de una antena resonante [25].	91

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 4.3. Diagrama de radiación que representa la directividad de la antena: el haz principal, los lóbulos laterales y los lóbulos posteriores.	93
Figura 4.4. Diagrama de radiación que representa la ganancia de la antena.....	94
Figura 4.5. Distintos tipos de polarización de antenas: lineal, circular y elíptica [25].	95
Figura 4.6. Diagrama de la estructura de una antena de parche Microstrip [21].	99
Figura 4.7. Dimensiones de una antena de parche Microstrip y dirección de sus campos E y H.	101
Figura 4.8. Representación de los modos que pueden excitarse según sea el espesor del sustrato dieléctrico de una antena de parche.	102
Figura 4.9. Representación de la constante dieléctrica efectiva (para unos valores determinados de ϵ_r : 10.2, 6.8 y 2.33) frente a la frecuencia en eje logarítmico [21].	103
Figura 4.10. Representación de la directividad en dB de la antena frente al grosor del sustrato h/λ_0 para dos valores dados de ϵ_r (2.55 y 10.2) [21].	104
Figura 4.11. Ejemplo de diagrama de radiación de una antena de parche.	104
Figura 4.12. Métodos de alimentación directa mediante líneas Microstrip para antenas de parche. a) Alimentación directa con inserción. b) Alimentación directa sin inserción [21]	106
Figura 4.13. Método de alimentación directa mediante conector coaxial para una antena de parche [21].	106
Figura 4.14. Método de alimentación por acoplo de una antena de parche [21].	107
Figura 4.15. Método de alimentación por apertura de una antena de parche [21].	107
Figura 4.16. Representación de la geometría de una antena de parche circular [21].	108
Figura 4.17. Representación del modelo de cavidad para una antena de parche circular Microstrip [21].	109
Figura 4.18. Representación geométrica de la antena de parche circular con vista frontal y de perfil de la antena de parche a 30GHz adaptada a 50Ω.	112
Figura 4.19. Representación geométrica acotada por los parámetros utilizados en el diseño y simulación de la antena de parche circular.	112
Figura 4.20. Coeficiente de reflexión (S_{11}) para la antena de parche circular a 30GHz adaptada a 50Ω.	113
Figura 4.21. Representación de la impedancia de entrada en la Carta de Smith, para la antena de parche adaptada a 50Ω, destacando la frecuencia de trabajo, 30GHz.	114
Figura 4.22. Diagrama de radiación en 3D de la antena de parche a 30Ghz adaptada a 50Ω. a) Representación de la directividad. b) Representación de la ganancia.	115
Figura 4.23. Diagrama de radiación para la antena de parche a 30GHz adaptada a 50Ω en el plano XY.	116
Figura 4.24. Diagrama de radiación para la antena de parche a 30GHz adaptada a 50Ω en el plano ZY.	116
Figura 4.25. Representación geométrica de la antena de parche circular con vista frontal y de perfil de la antena de parche a 30GHz adaptada al circuito doblador.	117

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 4.26. Gráfica Load-Pull del doblador que representa la impedancia de entrada que debe tener la antena de parche circular.	118
Figura 4.27. Representación de la impedancia de entrada en la Carta de Smith para la antena de parche a 30GHz adaptada al circuito doblador.	118
Figura 4.28. Representación del parámetro S_{11} , de la antena de parche a 30GHz adaptada al circuito doblador.....	119
Figura 4.29. Diagrama de radiación en 3D de la antena de parche a 30Ghz adaptada al circuito doblador. a) Representación de la directividad. b) Representación de la ganancia.	120
Figura 4.30. Diagrama de radiación para la antena de parche a 30GHz adaptada al circuito doblador en el plano XY.	121
Figura 4.31. Diagrama de radiación para la antena de parche a 30GHz adaptada al circuito doblador en el plano ZY.....	121
Figura 5.1. Circuito doblador impreso de 15 a 30GHz con diodo MA4E1317	126
Figura 5.2. Potencia transferida por el circuito doblador con una potencia de entrada de 10dBm	127
Figura 5.3. Representación gráfica de las pérdidas del analizador de espectros frente a la frecuencia.	128
Figura 5.4. Antena impresa de parche circular a 30GHz.	129
Figura 5.5. Parámetro de adaptación S_{11} de la antena de parche circular a 30GHz.	130
Figura 5.6. Representación del espectro a la salida del circuito doblador.	131
Figura 5.7. Representación de la potencia obtenida a la salida del circuito doblador a 15GHz.	132
Figura 5.8. Representación de la potencia obtenida a la salida del circuito doblador a 30GHz.	132
Figura 7.1. Diagrama de Gantt del proyecto.	140
Figura 7.2. Desglose del cálculo del presupuesto total del proyecto.	143

Índice de tablas

Tabla 2.1 Comparativa entre diodos Schottky y diodos varactores o SRD's.	20
Tabla 2.2 Parámetros de modelo SPICE para modelar el diodo MA4E1317[15].	35
Tabla 2.3 Parámetros de modelo SPICE para modelar el diodo DBES105A [16].	39
Tabla 3.1 Parámetros del sustrato Duroid 5880.	64
Tabla 4.1. Parámetros usados en el diseño y simulación de la antena de parche circular a 30GHz adaptada a 50Ω	113
Tabla 4.2 Parámetros usados en el diseño y simulación de la antena de parche circular a 30GHz adaptada al circuito doblador.	117

Capítulo 1

Introducción y objetivos

1.1 Introducción a sistemas en bandas milimétricas.

En la actualidad, se experimenta un rápido despliegue de tecnologías inalámbricas, que cada vez se ve más frenado, debido a la reserva de determinadas bandas de espectro para servicios definidos de forma restrictiva, ya que cada tipo de comunicación inalámbrica, utiliza un rango específico de longitudes de onda o frecuencias. Cada proveedor de un determinado servicio (televisión, radio,...) tiene una asignación de canal único, para que todos puedan comunicarse al mismo tiempo sin interferir entre sí. Estos canales tienen anchos de banda que deben ser lo suficientemente grandes para transmitir la información.

La realidad es que el espectro radioeléctrico está demasiado utilizado en determinadas bandas, y absolutamente desaprovechado en otras. Por todo lo anterior, los operadores comerciales de servicio y diseñadores de sistemas de comunicación buscan nuevas soluciones para solventar dicho problema centrándose en sistemas en banda de frecuencias milimétricas.

Las ondas milimétricas corresponden en general al espectro radio entre 30 GHz y 300 GHz, que también es conocida como el rango de frecuencias extremadamente altas EHF, dicha banda tiene una longitud de onda entre uno y diez milímetros, esto significa que las ondas milimétricas son más largas, por ejemplo, que las ondas de infrarrojos o rayos X, pero más cortas que las ondas de radio o microondas.

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Uno de los usos más importantes de las ondas milimétricas es para la transmisión de grandes cantidades de datos. Los aumentos en la cantidad de información transmitida requieren el uso de frecuencias más altas, donde las ondas milimétricas adquieren importancia, convirtiéndose en una forma muy eficiente de enviar grandes cantidades de datos, como por ejemplo programas de televisión simultánea o canales de voz.

El interés creciente por este tipo de sistemas, es debido principalmente a los amplios anchos de banda disponibles para la realización de comunicaciones, además de permitir un alto grado de reutilización de frecuencias y aportar seguridad a las comunicaciones. Pero no todo son ventajas, existe una alta atenuación en entornos con lluvia, la distancia de dichos sistema de comunicación está muy limitada (<20Km) y este tipo de señales penetran muy mal en objetos sólidos. Todas estas características se explican con mayor detalle en la siguiente sub-sección.

1.1.1 Características de propagación

En los sistemas de microondas, la pérdida de transmisión se explica principalmente por la pérdida en el espacio libre.

Sin embargo, en las bandas de ondas milimétricas existe pérdida adicional por nuevos factores que entran en juego, tales como el oxígeno del aire, la humedad, la niebla y la lluvia.

A continuación se describen las principales características de propagación para los sistemas en bandas milimétricas [1]:

1. Pérdidas en espacio libre:

En cualquier sistema de comunicaciones radio es necesario establecer un balance de potencia entre el transmisor y el receptor, para así, poder calcular la potencia necesaria en el transmisor, que permite alcanzar un nivel mínimo de señal por encima del ruido en el receptor.

La fórmula de Friis permite calcular las pérdidas en espacio libre de un radioenlace, generalmente para bajas frecuencias (3GHz), y queda representada por la Ecuación 1.1.

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi d} A_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \frac{P_t G_t G_r}{L_{FS}} \quad (1.1)$$

En la fórmula anterior, se ha sustituido la fórmula del área efectiva dada por la Ecuación 1.2.

1.1 INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS EN BANDAS MILIMÉTRICAS

$$A_r = \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) G_r \quad (1.2)$$

Donde P_r es la potencia recibida; P_t la potencia transmitida; G_t , la ganancia de la antena transmisora; G_r , la ganancia de la antena receptora; A_r , el área efectiva de antena receptora; L_{FS} , las pérdidas en espacio libre; d , la distancia entre transmisor y receptor y λ es la longitud de la onda.

Si ahora se representa la formula de Friis en decibelios, se obtienen la Ecuación 1.3.

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_{FS} \quad (1.3)$$

Despejando se obtiene en la Ecuación 1.4, la representación de las pérdidas en espacio libre.

$$L_{FS} = 92.45 + 20 \log f + 20 \log d \quad (1.4)$$

Donde la frecuencia f está en GHz y la distancia, d , está en Km.

Para señales en bandas milimétricas que atraviesan la atmósfera, la frecuencia de Friis debe ser modificada según la Ecuación 1.5.

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi d L_a} A_r = \frac{P_t G_t G_r}{L_a} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \frac{P_t G_t G_r}{L_{FS} L_a} \quad (1.5)$$

Por tanto, al igual que en el caso anterior, la fórmula expresada en decibelios queda representada por la Ecuación 1.6.

$$P_r = P_t + G_t + G_r - (L_a + L_{FS}) \quad (1.6)$$

Dónde L_a es la pérdida de potencia asociada a los efectos atmosféricos: absorción molecular, lluvia, nubes,....

La Figura 1.1 muestra la pérdida en espacio libre para varios valores de frecuencia, en función de la distancia entre receptor y transmisor en metros.

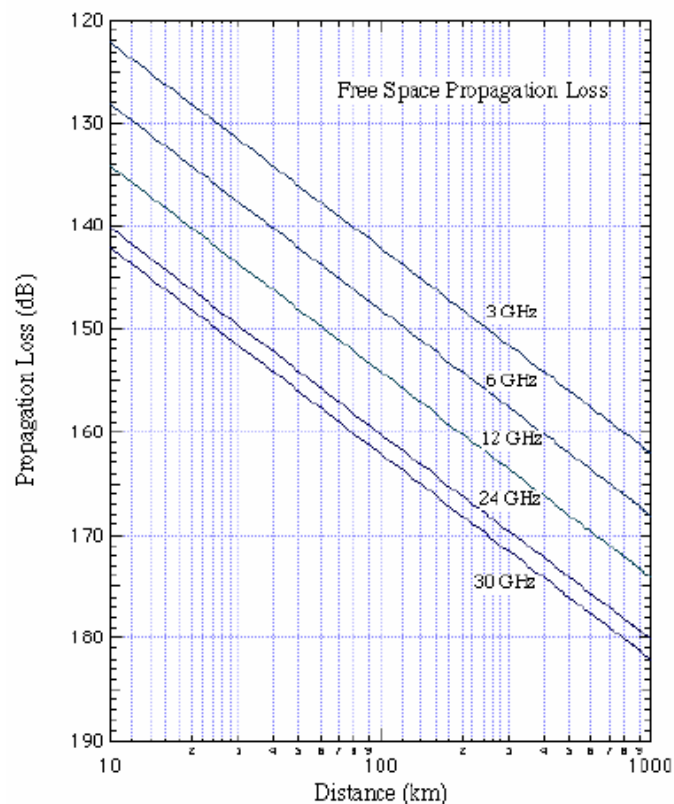


Figura 1.1. Pérdidas en espacio libre dependiendo de la distancia en metros y de la frecuencia de trabajo (microondas y ondas milimétricas) [2].

Como puede observarse, por cada cambio de octava en la distancia, los cambios en la atenuación son de aproximadamente 6 dB's. Por ejemplo, al pasar de una distancia de 20km a una de 40km, el aumento de la pérdida es de aproximadamente 6 dB. Por ello, a medida que aumenta la distancia (por ejemplo distancia medida en kilómetros) las pérdidas de atenuación aumentan y a medida que aumenta la frecuencia ocurre exactamente lo mismo, según se duplica la frecuencia las pérdida aumentan en 6dB's.

Con ello podemos deducir que incluso para distancias cortas, las pérdidas en espacio libre pueden ser bastante altas, dependiendo de la frecuencia usada, lo que conlleva buscar mayores potencias de transmisión o mayores ganancias en las antenas. Por tanto, para aplicaciones de sistemas en bandas milimétricas, serán mejor soportados enlaces de comunicaciones a cortas distancias.

2. Pérdidas por absorción molecular atmosférica:

Cuando las ondas milimétricas viajan a través de la atmósfera son absorbidas por las moléculas de oxígeno, vapor de agua y otras componentes gaseosas que están contenidas en la atmósfera. Estas pérdidas son mayores en ciertas frecuencias, coincidiendo con las frecuencias de resonancia de las moléculas de gas. Esto ocurre debido a que las moléculas tienen determinadas frecuencias de resonancia (pueden entenderse como micro-resonadores) por lo que, cuando la onda viaja a una frecuencia que coincide con la frecuencia de resonancia de las partículas, la "cavidad

1.1 INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS EN BANDAS MILIMÉTRICAS

resonante” de la molécula absorbe la energía de la onda y, por ello, se produce una atenuación de la potencia [26].

Las resonancias para frecuencias inferiores a 100 GHz ocurren aproximadamente a 24 GHz para el vapor de agua y a 60 GHz para el oxígeno.

Es importante notar que, la relación en volumen del oxígeno en los gases es bastante estable, mientras que la densidad de vapor de agua varía mucho, dependiendo, principalmente, de la región y la temporada.

La Figura 1.2 muestra los datos cualitativos sobre las pérdidas por absorción de partículas atmosféricas en sistemas de banda milimétrica.

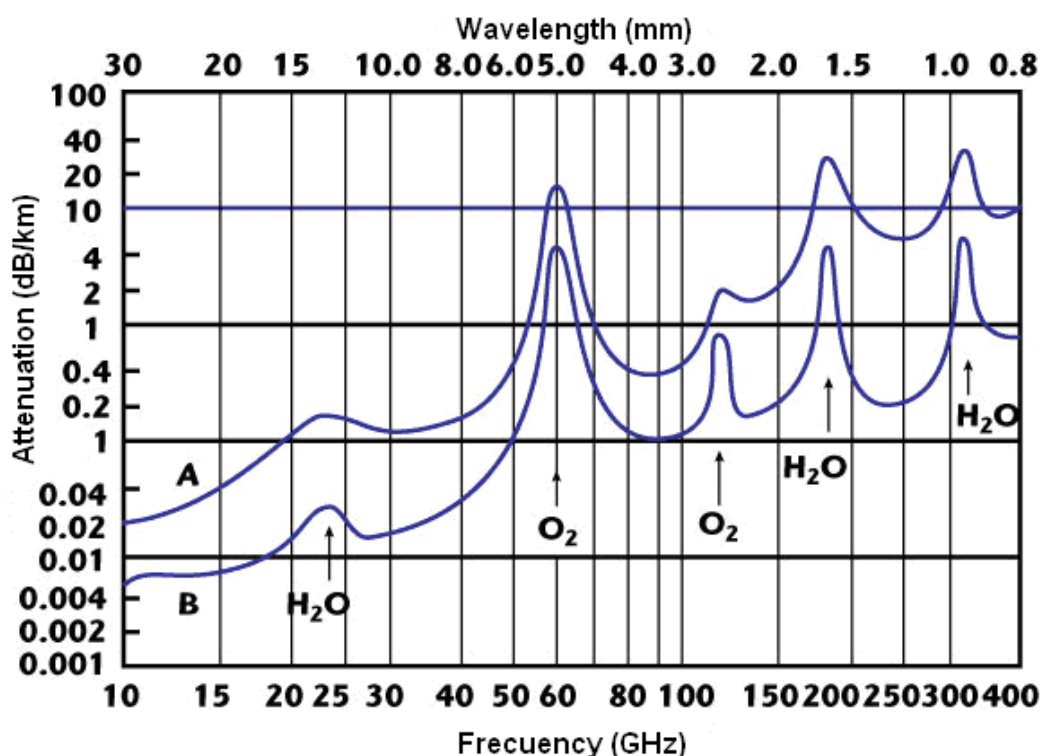


Figura 1.2. Atenuación provocada por partículas atmosféricas (vapor de agua y oxígeno) en función de la frecuencia de trabajo [28].

Se muestra varios picos que ocurren debido a la absorción de la señal radio por el vapor de agua (H₂O) y el oxígeno (O₂), los más importantes se producen a las frecuencias de 24 y 60 GHz. Se representan dos medidas una a nivel del mar, el caso A, y otra a 4km, el caso B, y como puede verse la atenuación es un poco mayor para el caso A, pues existe más concentración de partículas de H₂O que atenúan la señal. El presente trabajo se centrará en la banda de frecuencias entre 15 y 30 GHz, donde como puede observarse en la Figura 1.2, la atenuación por absorción no es muy alta, llegando a un máximo de 0.2 dB/km a nivel del mar.

La absorción molecular atmosférica se da principalmente a bajas altitudes ya que en función de la altura disminuya la concentración de gases y por tanto la atenuación. El

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

contenido del vapor de agua decrece rápidamente en función de la altura, mientras que el contenido del oxígeno lo hace de formas más gradual.

Como puede observarse el rango de frecuencias de 60-61 GHz se encuentra dentro de una banda de absorción muy fuerte debida al oxígeno atmosférico, esto significa que 60 GHz no es una buena frecuencia para su uso en radar o comunicaciones de largo alcance, ya que conlleva a una alta atenuación de la señal de radio y, por lo tanto, una disminución de la distancia de propagación.

Sin embargo, esta frecuencia puede ser muy útil para comunicaciones de corto alcance seguras, tales como por ejemplo, redes inalámbricas de área local utilizadas para ordenadores portátiles.

También se puede observar, que en el rango de frecuencias de 76-77 GHz y 77-81 GHz la absorción atmosférica es muy inferior a la de la banda 60-61 GHz, debido principalmente a que en esa zona de frecuencia la atenuación de las partículas de O_2 va disminuyendo rápidamente. Pero también hay que destacar que la atenuación de las partículas de H_2O va aumentando, aunque dicho aumento sea más lento.

Este tipo de pérdidas son despreciables a bajas frecuencias ($<3GHz$), pero a medida que incrementa la frecuencia de la señal, la absorción debida a los gases atmosféricos aumenta significativamente [2].

3. Pérdidas por lluvia:

La propagación de ondas milimétricas, también se ve afectada por la lluvia. De todas las condiciones atmosféricas, la lluvia causa las pérdidas más significativas.

Las gotas de lluvia son aproximadamente del mismo tamaño que las longitudes de onda propias de las señales en bandas milimétricas (de 1 a 10 mm) y por lo tanto provocan la dispersión de la señal.

Un aumento en el factor de lluvia reduce la disponibilidad del correspondiente enlace de comunicaciones.

La atenuación de la señal debida a la lluvia depende de la tasa de precipitación, la cual a menudo se mide en términos de milímetros por hora. La figura 1.3 muestra la atenuación por kilómetro en función de la tasa de lluvia.

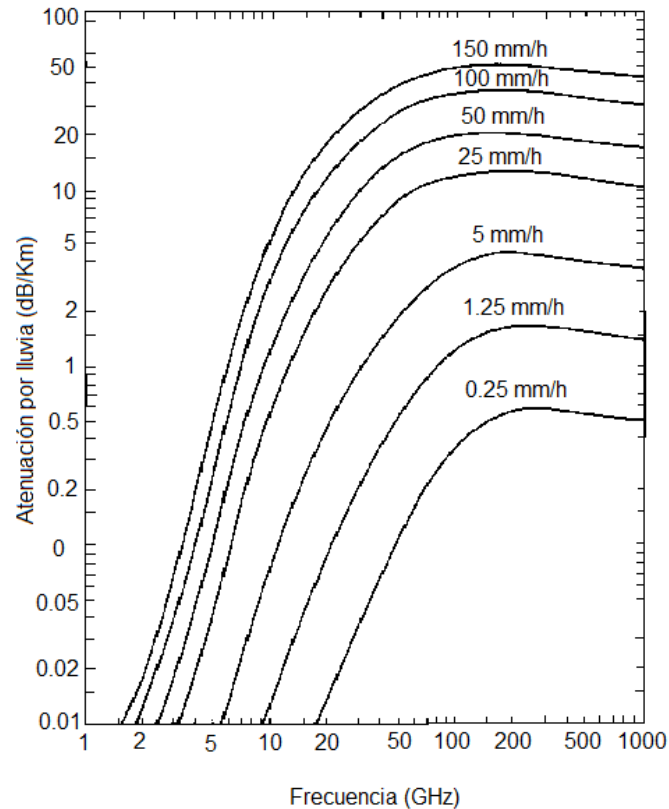


Figura 1.3. Atenuación por lluvia en función de la tasa (mm/h) y de la frecuencia de trabajo [1].

Este tipo de atenuación se convierte en la mayor fuente de pérdidas, cuando se trabaja a muy altas frecuencias con fuerte lluvia.

4. Pérdidas por Objetos situados en la línea de visión directa:

Si no hay un camino de línea de visión directa (LOS) entre el transmisor y el receptor, la señal todavía puede llegar al receptor a través de las reflexiones en los objetos, o por medio de la difracción, que ocurre cuando una señal de radio golpea contra una superficie y la energía es difundida o reflejada en varias direcciones provocando un cambio en la dirección de la señal.

La cantidad de curvatura o el cambio de dirección se incrementan cuando: el grosor de los objetos se reduce o aumenta la longitud de onda. A altas frecuencias tanto la difracción como la reflexión dependen de la geometría del objeto.

En el caso concreto de las ondas milimétricas que viajan por la línea de visión directa, se bloquean mediante la aparición de obstáculos, además de verse atenuadas por el follaje, ya que este tipo de ondas no penetran demasiado bien materiales sólidos, por lo que cualquier obstáculo en la línea de visión directa provocará pérdidas en la potencia de transmisión.

5. Reutilización de frecuencias:

En la figura 1.4 se muestran las posibilidades de reutilización de frecuencias, basadas en las pérdidas atmosféricas gaseosas, para los típicos sistemas digitales de servicio fijo que operan en las inmediaciones de 60 GHz.

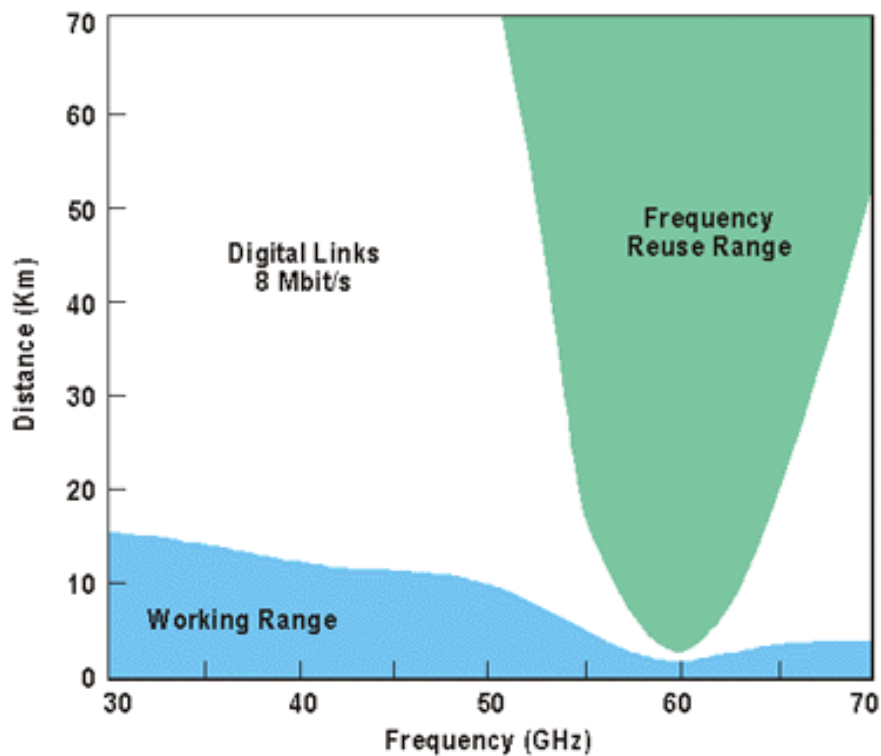


Figura 1.4. Diagrama que muestra los rangos de frecuencia de trabajo y los rangos para la reutilización de frecuencias [27].

Como se ha comentado, el pico de absorción de oxígeno se encuentra a 60 GHz, para dicha frecuencia un determinado servicio de comunicaciones soportará un enlace muy corto, como mucho del orden de 2km, y de esta forma otro enlace podría emplear la misma frecuencia si fuera separado del primero por aproximadamente 4 km.

Cuando dos enlaces emplean la misma frecuencia, si están separados por una distancia mayor que la máxima distancia que soporta un servicio de comunicaciones a 60 GHz, será cierto que la interferencia mutua estará por debajo de un nivel aceptable.

6. Ancho de haz estrecho.

Los sistemas en ondas milimétricas logran un ancho de haz más estrecho que las frecuencias de radio más bajas, ya que en frecuencias de microondas los pequeños anchos de haz requieren grandes tamaños de antena.

A medida que la frecuencia de una onda de radio aumenta y se necesita mantener el tamaño de la antena, la ganancia disminuye. El tamaño de la antena para ondas milimétricas puede ser una décima parte o menos del tamaño de un equivalente trabajando a las frecuencias de microondas más baja. Con este tipo de tecnología se pueden diseñar y crear sistemas más pequeños y ligeros.

Como puede observarse en la Figura 1.5, para un tamaño de antena dada, el ancho del haz se puede hacer más pequeño al ir aumentando la frecuencia (ondas milimétricas), reduciendo de esta manera los tamaños de la antena a la vez que se consigue un ancho de haz menor.

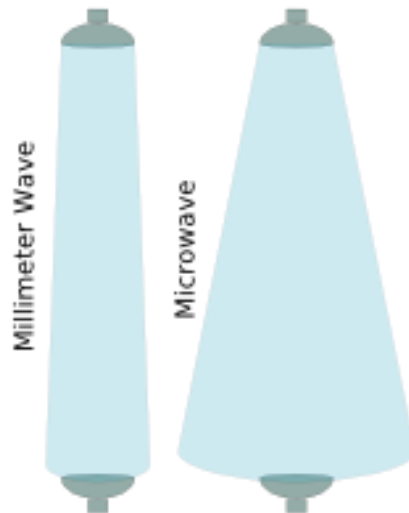


Figura 1.5. Comparación entre los anchos de haz de antenas que trabajan en microondas y antenas que trabajan en ondas milimétricas.

Dicha característica tiene como beneficio una mayor protección contra la interferencia y por tanto una mayor reutilización del espectro. El patrón de radiación altamente direccional y estrecho de las ondas milimétricas permite que muchas señales de radio se desplieguen cerca unas de otras sin causar interferencias incluso utilizando las mismas frecuencias.

Además de dichas ventajas, al conseguir un ancho de haz estrecho se crea un nivel de seguridad inherente, ya que si se quiere interceptar las comunicaciones, la antena receptora debería situarse muy cerca del enlace o en la misma línea de visión directa, para poder lograr su objetivo.

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Aunque las ondas milimétricas permiten gran ancho de banda, otras frecuencias, como las longitudes de onda infrarrojas y ópticas, permiten altas velocidades de datos y ancho de haz estrecho, pero a diferencia de las ondas milimétricas, estas señales de longitud de onda más corta sufren atenuación por la absorción de partículas de niebla, polvo y humo. La solución, en su caso, es el uso de fibra óptica como un medio de guía de onda, ya que no se ve afectada por la niebla u otras condiciones atmosféricas. El problema es que cada vez más existen situaciones en las que no se pueden usar fibras ópticas debido a que los transmisores o receptores son móviles (como teléfonos móviles o por satélite), por ello, para este tipo de comunicaciones, las ondas milimétricas, en general, suelen ser la mejor opción.

1.1.2 Aplicaciones

La alta frecuencia de las ondas milimétricas, así como sus características de propagación que se han presentado anteriormente, las hacen útiles para una gran variedad de aplicaciones, incluyendo la transmisión de grandes cantidades de datos, las comunicaciones móviles, y las de radar [3].

El radar es una aplicación destacada de las ondas milimétricas, que se aprovecha de una propiedad importante de la propagación de ondas milimétricas, de su anchura de haz. En radar, es deseable tener un haz estrecho, en lugar de un abanico amplio, que permiten al radar detectar pequeños objetos distantes. Sin embargo, en frecuencias de microondas los pequeños anchos de haz requieren grandes tamaños de antena, que pueden complicar el diseño de un buen sistema de radar si éste tiene que estar ajustado, por ejemplo, dentro de una pequeña cabina de avión. El uso de ondas milimétricas permite superar este problema.

Otro uso de la tecnología a 60 GHz es la comunicación entre satélites (llamados cross-linking) en las órbitas más altas de la tierra. Debido a que casi no hay oxígeno en el espacio a altitudes geosíncronas de 43.000 kilómetros, el uso de sistemas que trabajan a la frecuencia de 60 GHz funcionan bien para la comunicación entre los satélites. Además, también son muy usados en radioastronomía y teledetección. La teledetección por satélite trabaja en torno a los 60 GHz y puede determinar la temperatura en la atmósfera superior, midiendo la radiación emitida por las moléculas de oxígeno que es función de la temperatura y la presión.

Actualmente existe la “Wireless Gigabit Alliance” [4] o también conocida como “WiGig”, una organización que promueve la tecnología que utiliza velocidades multi-gigabit en comunicaciones inalámbricas operando sobre la banda de frecuencia de 60 GHz sin licencia. (IEEE 802.11 ad).

La especificación WiGig permite a los dispositivos comunicarse sin cables a velocidades multi-gigabit, permitiendo transferencias inalámbricas de alto rendimiento de grandes cantidades de datos.

Sin embargo, la tasa de 7 Gbit / s prometida hace uso de la banda de 60 GHz, por lo que, como se ha comentado, no puede ir a través de las paredes, es una tecnología de línea de

1.1 INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS EN BANDAS MILIMÉTRICAS

visión directa. Cuando es necesario la itinerancia fuera de la habitación principal cambiará de protocolo haciendo uso de bandas inferiores de frecuencia, eso sí, a una tasa mucho más baja, pero que se propagan a través de paredes. [5]

Para finalizar, cabe destacar los nuevos estudios que se llevan a cabo para utilizar la tecnología de las ondas milimétricas en la futura telefonía móvil 5G, podría ayudar a implementar aplicaciones móviles más avanzadas con transferencias de datos más rápidas [6].

Hoy en día, el consumo de datos en dispositivos móviles, aumenta a un ritmo muy rápido llegando incluso a sobrepasar lo que las redes existentes pueden soportar. Esto es uno de los hechos que provocan que las compañías se apresuren a lanzar equipos 4G, y se comience a trabajar en definir una quinta generación de estándares inalámbricos.

El espectro utilizado para la transmisión de datos en telefonía móvil está muy codiciado y muy usado, por lo que es difícil para los operadores a adquirir más. Mientras tanto, las redes de 4G han casi alcanzado el límite teórico de la cantidad de bits que pueden meterse en una cantidad dada del espectro.

Por todo ello, en algunos estudios han comenzado a mirar hacia frecuencias más altas, frecuencias de ondas milimétricas, donde el uso del espectro de radio es más ligero. Los ingenieros de Samsung, por ejemplo, estiman que se podrían liberar hasta 100 GHz del espectro de ondas milimétricas para comunicaciones móviles, en torno a 200 veces más que las redes móviles de la actualidad. Dicho exceso de espectro permitiría canales de mayor ancho de banda y mayores velocidades de datos.

En dichos estudios, se ha realizado la medición de pérdidas en la trayectoria entre un emisor y un receptor colocados en varias configuraciones, y llegaron a la conclusión de que una estación base que funciona a 28 o 38 GHz podría proporcionar cobertura de la señal coherente hasta aproximadamente 200 metros.

Es importante aclarar, que todos estos datos todavía son teóricos, aún están en estudio, intentando diseñar antenas y sistemas de comunicación que solventen las desventajas que se han expuesto anteriormente sobre los sistemas MMW.

1.2 Objetivos

La innovación que presentan los sistemas en bandas milimétricas, abre un nuevo enfoque en los sistemas de comunicación, eso sí, teniendo en cuenta determinadas restricciones que imponen las características de propagación de este tipo de ondas.

Por ello, en el presente proyecto se ha decidido trabajar en bandas milimétricas, en concreto, el objetivo fundamental, es diseñar un doblador de frecuencia que convierta una señal de microondas, frecuencia de entrada 15 GHz, en una señal milimétrica, frecuencia de salida 30 GHz, buscando la mayor transferencia de energía posible.

Para llevar a cabo el diseño del doblador de frecuencia se realizará un estudio sobre diodos multiplicadores de alta frecuencia. Después se elegirán dos modelos de los más apropiados para trabajar en el circuito deseado, sobre los cuales se diseña el circuito doblador realizado en tecnología Microstrip y se simula sus prestaciones, para posteriormente realizar una comparación entre ambos dispositivos.

Además se trabajará en el diseño y simulación de un elemento radiante que sea fácil de integrar con el circuito doblador anteriormente diseñado y que mantenga la máxima transferencia de energía posible. La frecuencia de trabajo será de 30 GHz, colocando, por tanto, el elemento radiante a la salida del circuito doblador.

Tras el diseño y simulación de los componentes del circuito, se realizará la fabricación de los mismos para realizar las correspondientes medidas experimentales y compararlas con las prestaciones obtenidas en simulación. Todo esto, teniendo en cuenta, los posibles problemas que pueden surgir tanto en la fabricación como en la medida experimental de este tipo de circuitos a tan altas frecuencias, donde las dimensiones llegan a ser muy reducidas.

1.3 Fases del desarrollo y medios empleados

El desarrollo del proyecto se divide en cuatro fases principales:

- Fase I: Caracterización de diodos.

- Elección de los tipos de diodos, en este caso el MA4E1317 y el DBES105A
- Modelado y caracterización de los diodos, mediante el modelo SPICE

El medio empleado en esta fase es la herramienta software Microwave Office®, utilizada para la simulación y caracterización de los diodos.

- Fase II: Diseño del circuito doblador de frecuencia.

- Diseño y simulación del circuito doblador de frecuencia con líneas ideales.
- Diseño y simulación del circuito doblador de frecuencia con líneas de transmisión Microstrip utilizando el tipo de sustrato Duroid 5880.

Ambos pasos se repiten para el uso de ambos diodos.

- Fabricación del circuito doblador de frecuencia con diodo MA4E1317 en el laboratorio de radiofrecuencia.

El medio empleado en esta fase es la herramienta software Microwave Office®, utilizada para la simulación y diseño de los circuito dobladores.

- Fase III: Diseño del elemento radiante.

- Elección del tipo de antena, en este caso, antena de parche circular Microstrip.
- Elección del método de alimentación, en este caso, alimentación directa mediante línea de transmisión con inserción.
- Diseño y simulación de la antena de parche circular adaptada a 50Ω .
- Diseño y simulación de la antena de parche circular adaptada al circuito doblador fabricado en la fase anterior.
- Fabricación de la antena de parche circular adaptada al circuito doblador en el laboratorio de radiofrecuencia.

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Para el diseño y posterior simulación de dichas antenas de parche se ha utilizado el software CST Microwave Studio.

- Fase IV: Resultados experimentales.

- Medida real del circuito doblador de frecuencia fabricado, mediante el uso de medios como el analizador de espectros y el analizador vectoriales de redes.
- Medida real de la antena de parche circular adaptada al circuito doblador el uso de medios como el analizador vectorial de redes.

1.4 Estructura de la memoria

En esta sección, para facilitar la lectura de la memoria, se incluye un breve resumen del contenido de cada capítulo. La organización de la memoria está muy relacionada con las fases del proyecto presentadas anteriormente.

El presente capítulo, presenta una introducción a los sistemas en bandas de frecuencia milimétricas, detallando ventajas y desventajas como sistema de comunicación, incluyendo además algunas de sus aplicaciones. También se incluyen los objetivos y las fases del desarrollo del presente proyecto.

El capítulo 2 se centra en los diodos multiplicadores para altas frecuencias. Inicialmente, se explican las bases teóricas de los mismos y los tipos de dispositivos que existen junto con sus diferencias, para que posteriormente se pueda realizar la elección de los tipos de diodos más apropiados. Después se modelan y caracterizan los diodos elegidos para su posterior uso en el circuito doblador de frecuencia.

El capítulo 3 estudia el diseño y análisis de circuitos dobladores a altas frecuencias. Una vez diseñados se simulan, tanto con líneas de transmisión ideales como reales, buscando optimizar las impedancias vistas a la salida de los circuitos para máxima transferencia de energía. Se utilizan dos tipos de diodos distintos de los que se compararán sus prestaciones.

En el capítulo 4 se hace referencia al elemento radiante que será utilizado en el proyecto. Primero, se hace una breve introducción, explicando los principios fundamentales de las antenas, para el entendimiento de su posterior análisis y después se hace hincapié en las antenas de parche Microstrip, en concreto, en las de geometría circular, las cuales han sido escogidas para este trabajo. Tras ello se diseña, simula y analiza, una primera antena adaptada a 50Ω y después se adapta a la impedancia óptima de salida para el circuito doblador.

El capítulo 5 recoge los resultados experimentales de lo expuesto anteriormente, dónde se obtienen, tanto las pérdidas de conversión del circuito doblador de 15 a 30 GHz fabricado, como el parámetro S_{11} , que representa la adaptación de la antena de parche circular a la frecuencia de trabajo de 30 GHz.

Por último, se exponen las conclusiones sobre el desarrollo del proyecto y las posibles líneas futuras. Además, se incluye un resumen de los costes, presentando una estimación del presupuesto total.

Capítulo 2

Diodos multiplicadores

2.1 Introducción

Una gran parte de los sistemas de comunicaciones que trabajan en la banda de microondas están dedicados a la generación de señales a frecuencias específicas, mediante el uso de diodos, de los cuales, se aprovecha su respuesta no lineal para la generación de armónicos, este hecho se explicará con mayor detalle en capítulo 3.

En el presente capítulo se explicarán, las características de diferentes tipos de diodos apropiados para altas frecuencias, además se revelarán los tipos de diodos elegidos para el diseño de los circuitos dobladores de frecuencia que se han desarrollado en este proyecto, haciendo más hincapié en ellos y presentando además sus respectivas caracterizaciones.

Para comenzar se explicará el funcionamiento de un diodo ideal, dispositivo de dos terminales, compuesto por la unión de dos semiconductores, uno de tipo p y otro de tipo n, por ello también es conocido como diodo de unión PN.

Se considera un diodo ideal a aquel que permite el flujo de corriente en directa y lo impide en inversa, es decir, si se aplica al diodo ideal una tensión negativa [en relación con la dirección de referencia indicada en la Figura 2.1, ánodo y cátodo], no pasa corriente y el diodo se comporta como un circuito abierto (polarización inversa), sin embargo si se aplica al diodo ideal una tensión de polarización positiva, circulará por él

CAPÍTULO 2: DIODOS MULTIPLICADORES

una corriente distinta de cero, comportándose como un cortocircuito en la dirección positiva (polarización directa).

En la Figura 2.1 se muestra la curva característica del diodo ideal y su símbolo electrónico.

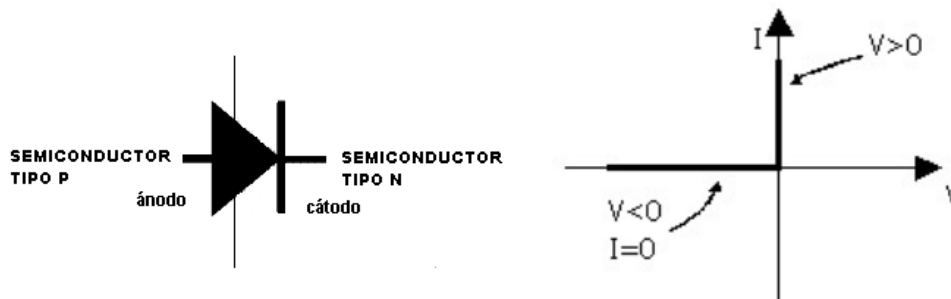


Figura 2.6. Curva característica del diodo ideal y símbolo electrónico.

Para entender su comportamiento hay que explicar, que un semiconductor de tipo n, es aquel que está dopado con exceso de electrones libres, mientras que un semiconductor de tipo p corresponde a uno dopado con un exceso de huecos o ausencia de electrones libres (partículas positivas).

Al unir un semiconductor tipo p con uno tipo n se produce un desplazamiento de portadores de una región a la otra. De esta forma, se desplazan portadores tipo n hacia la región p, quedando una zona relativamente vacía de portadores n en la región n. Al mismo tiempo se desplazan huecos de la región p hacia la región n quedando, a su vez, una zona relativamente vacía de portadores p en la región p. Este proceso se repite hasta llegar a un equilibrio en donde se forma una zona de deplexión, la cual tiene asociada una diferencia de potencial de contacto. Una vez alcanzado el equilibrio, los portadores deben vencer esa diferencia de potencial para poder desplazarse [7].

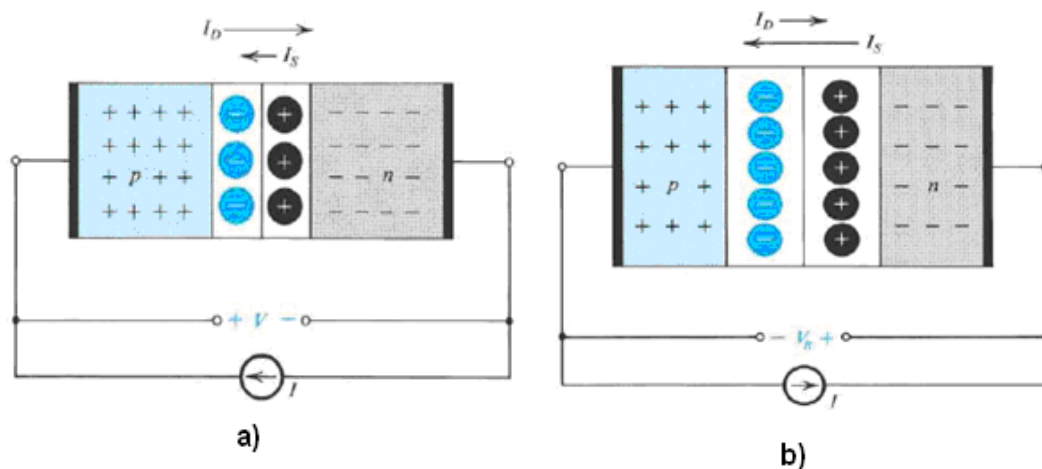


Figura 2.7. Unión PN excitada por una tensión constante externa a) Polarización directa b) Polarización Inversa [7].

Debido a que la diferencia de potencia estática, que existe por el hecho de la diferencia de cargas, en la zona n es mayor que en la zona p, se necesitará de una tensión externa, con el positivo en la zona p y el negativo en la n, para vencer esta diferencia de potencial y permitir el flujo de corriente desde la zona p a la n. A esta dirección de tensión la llamaremos polarización directa. Si la polarización es inversa, la diferencia de potencial de contacto aumenta (se ensancha la zona de deplexión), impidiendo así el flujo de corriente, como puede observarse en la Figura 2.2.

Por todo lo explicado anteriormente, en un diodo real, según la tensión de polarización directa del diodo alcance el valor característico de la barrera de potencial o también llamado tensión de umbral del diodo, la corriente en el mismo aumenta mucho más rápidamente, tal como se observa en la gráfica de la Figura 2.3. Dicha diferencia de potencial umbral depende en gran medida del material semiconductor del diodo, en los diodos de germanio el umbral es aproximadamente 0,3V mientras que en los diodos de silicio es aproximadamente 0,7V.

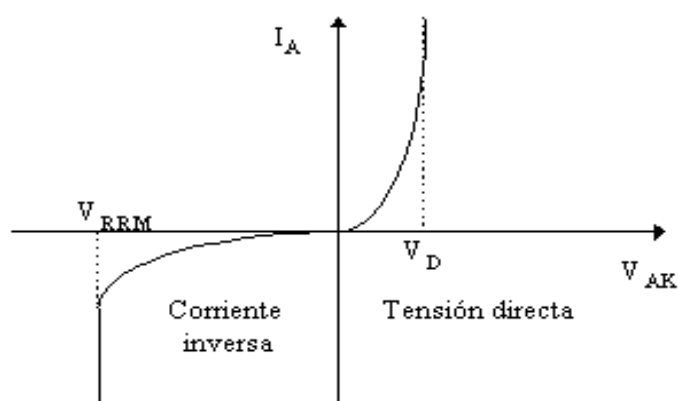


Figura 2.8. Curva característica de un diodo real de unión PN.

La tercera zona o región distintiva de la operación de un diodo es la de ruptura, en la cual se entra cuando la magnitud de la tensión de polarización inversa supera un valor que se especifica para cada diodo y que se denomina tensión de ruptura BV (Breakdown Voltage) y que se encuentra efectivamente en el codo de la curva i-v (V_{RRM}) de la Figura 2.3. En dicha región, la corriente inversa aumenta rápidamente y el aumento asociado con la caída de tensión es muy pequeño.

Una vez explicado el comportamiento general de un diodo de unión PN hay que destacar que este tipo de unión nunca se utilizará como unión rectificadora a altas frecuencias ya que, a causa de la acumulación de cargas que se produce, se crea un efecto capacitivo el cual provoca que la máxima frecuencia de trabajo no sea demasiado alta, lo cual se explicará con más detalle en la siguiente sección.

Existen tres tipos diferentes de diodos útiles para altas frecuencias: diodos varactores, diodos step-recovery y diodos Schottky. A continuación se muestra un cuadro con las diferencias más relevantes entre ellos. [8] y [9].

CAPÍTULO 2: DIODOS MULTIPLICADORES

Dispositivo	Rango de frecuencias	Características y Aplicaciones
Diodo Schottky	Desde frecuencias RF a submilimétricas	Mezcladores, moduladores, detectores y multiplicadores.
Varactores y SRDs	Los Varactor p-n hasta 50 GHz, los varactor Schottky hasta cientos de GHz y los SRDs hasta 25 GHz.	Multiplicadores de frecuencia. Los SRDs para generar pulsos rápidos y para multiplicadores de orden superior.

Tabla 2.1 Comparativa entre diodos Schottky y diodos varactores o SRD's.

En resumen, los circuitos que utilizan diodos varactores o diodos de paso de recuperación (SRD's) se denominan multiplicadores reactivos y hacen uso de la no linealidad del diodo característica de la capacitancia del mismo.

Los diodos Varactores se utilizan principalmente para multiplicar señales de microondas y así obtener una señal a la frecuencia de sus armónicos más bajos, rara vez más de cuatro veces la frecuencia de la fuente. Por el contrario los diodos SRDs se utilizan para multiplicar las señales en el rango de UHF y en las bajas frecuencias de microondas buscando obtener armónicos muy altos. Ambos tipos de diodos, cuando se diseñan adecuadamente, aportan una buena eficiencia y bajo ruido.

Los circuitos que utilizan diodos Schottky, se denominan multiplicadores resistivos y se explican con detalle en el siguiente apartado.

2.2 Diodos resistivos Schottky

Los diodos resistivos de barrera Schottky se utilizan en multiplicadores de frecuencia de bajo orden, pasándose a llamar multiplicadores resistivos. En este caso, son menos eficientes que los multiplicadores reactivos, y están limitados en la potencia de salida, pero a cambio se pueden diseñar de banda muy ancha. [8] y [9].

Además, por lo general, es más fácil desarrollar un multiplicador resistivo que reactivo, ya que los multiplicadores reactivos son sensibles a incluso un ligero desajuste en la frecuencia y, por lo tanto, tienen una bien merecida reputación de ser difíciles de optimizar. En contraste, los multiplicadores resistivos son relativamente fáciles de ajustar al no ser tan sensible, presentando una buena estabilidad.

Este tipo de diodos Schottky se aplican en circuitos de alta velocidad (generalmente circuitos integrados de lógica TTL) donde se necesiten grandes velocidades de conmutación, debido a que se trata de dispositivos de portadores mayoritarios, no se comporta como un condensador que se carga y se descarga por completo, lo cual reduce el tiempo de conmutación. Su poca caída de voltaje en directa permite poco gasto de energía. Por todo ello, son muy útiles para circuitos en bandas de frecuencia milimétricas

Las dos principales desventajas del diodo Schottky son que tiene poca capacidad de conducción de corriente en directa y que no acepta grandes voltajes que lo polaricen inversamente.

La primera desventaja no permite que sea utilizado como diodo rectificador en procesos en que la cantidad de corriente que tiene que conducir en sentido directo es bastante grande (por ejemplo fuentes de alimentación), además este mismo caso de rectificación también requiere que la tensión inversa que tiene que soportar el diodo sea grande.

En cuanto a su fabricación, dichos dispositivos son muy versátiles y poseen una amplia variedad de encapsulados y de alturas de barrera.

Los diodos de barrera Schottky de silicio son de bajo coste y aportan buenas prestaciones como mezcladores de frecuencias en la región de ondas milimétricas. Los diodos de Arseniuro de Galio, que son algo más caros, pueden utilizarse como mezcladores a frecuencias submilimétricas proporcionando una mejor pérdida de conversión y rendimiento ante ruido. Además estos diodos tienen mayor voltaje de ruptura que el silicio.

La diferencia entre el uso de diodos Schottky en microondas en lugar de un diodo PN está en varias causas [13]:

CAPÍTULO 2: DIODOS MULTIPLICADORES

- La corriente viene determinada, fundamentalmente, por los portadores mayoritarios, normalmente, electrones, sin embargo, en los diodos PN, el mecanismo de conducción de corriente viene dado por los minoritarios.

Por ello, no existen las limitaciones de tiempo de recombinación electrón-hueco que ocurren en el caso de diodos PN. Esto se debe a que cuando un diodo PN se alimenta en directa, se almacenan portadores minoritarios en la región de unión; si se polariza repentinamente en inversa, antes de que el diodo entre en corte hay que retirar la carga. Este proceso es lento en los diodos PN, ya que es necesaria la descarga del condensador, por ello en las especificaciones de los diodos a utilizar se busca que la capacidad de la unión sea lo más baja posible. Este hecho permite a los diodos Schottky trabajar a más alta frecuencia. Se puede considerar un dispositivo preciso para frecuencias de al menos cientos de gigahercios y bastante rápido.

- Poseen una menor altura de la barrera de potencial con respecto al diodo de unión PN (aproximadamente 0.3V para los diodos Schottky frente a los 0.6V de los de unión PN).
- Poseen mejor disipación térmica, por lo que tienen la posibilidad de trabajar con mayores niveles de potencia.
- Mejor sensibilidad.

A continuación se muestra en la Figura 2.4, la comparativa entre las curvas de transferencia de un diodo de unión PN y de un diodo Schottky, donde se puede observar una menor tensión umbral para el caso del diodo Schottky, además de una pendiente más destacada en su curva de transferencia.

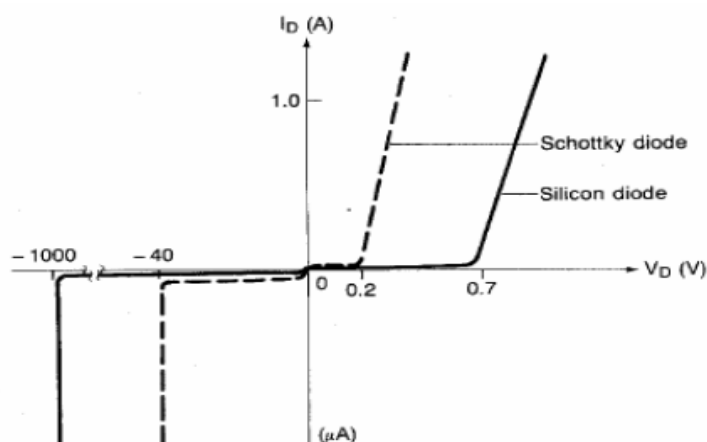


Figura 2.9. Gráfica comparativa entre la curva característica de un diodo Schottky y un diodo de unión PN [11].

En resumen, el tipo de dispositivo que utilizaremos para el circuito doblador de frecuencia, será el diodo resistivo de barrera Schottky, principalmente porque son muy

rápidos en la conmutación, es de los dispositivos más fáciles de caracterizar con precisión y además permiten trabajar a altas frecuencias que pueden superar los 300GHz, por ello son ideales para su uso en mezcladores de diodo, que a menudo son idealizados como un conmutador de alta frecuencia

A continuación, en los siguientes apartados se describirá la estructura y el funcionamiento del diodo Schottky.

2.2.1 Estructura y Composición

El diodo Schottky está constituido por una unión metal-semiconductor, en lugar de la unión semiconductor p - semiconductor n utilizada en los diodos normales y explicada anteriormente [9].

Como puede observarse en la Figura 2.5, este diodo se fabrica sobre un sustrato tipo n (de Si, más comúnmente, o de AsGa) de alta conductividad, ya que la movilidad de los electrones es mayor que la movilidad de los huecos. Por ello, en los dispositivos Schottky de microondas se utilizan generalmente materiales de tipo n.

Por debajo de esa capa hay un contacto, en el caso de la Figura 2.5 puede verse el contacto óhmico, que hace de cátodo.

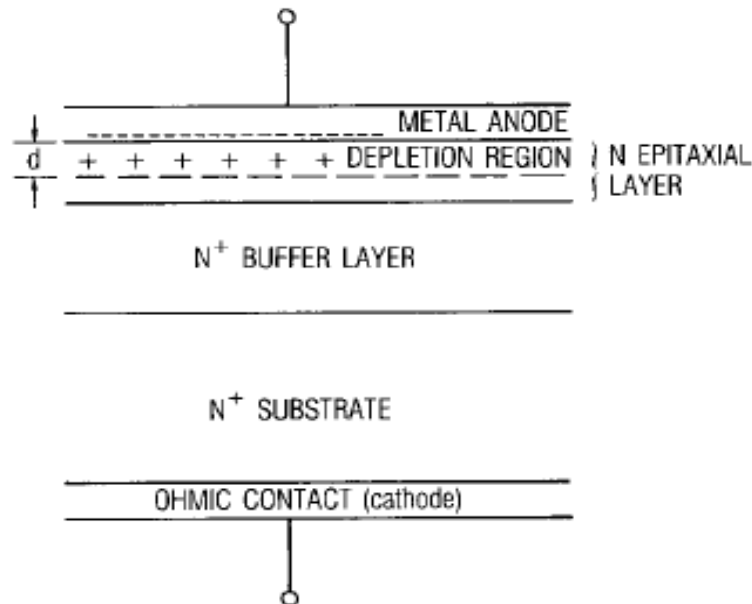


Figura 2.10. Estructura y composición de un diodo Schottky [9].

En la parte superior del sustrato se coloca una capa de tipo n (n+) de alta conductividad y de gran pureza para conseguir una resistencia baja en serie y mayor frecuencia de corte. El espesor de la capa n+ es del orden de μm , y se dopa tan fuertemente como sea posible, generalmente en el orden de 10^{18} átomos/cm³ en el caso de GaAs, algo más altos para el Silicio, por lo que con ello se obtiene una barrera de potencial muy estrecha que puede

CAPÍTULO 2: DIODOS MULTIPLICADORES

ser atravesada en ambos sentidos. Dicha capa se encarga de separar la capa epitaxial del sustrato.

Por último, la capa epitaxial tipo n (a menudo denominada epilayer) se coloca encima de la capa n+, y se dopa con una concentración de impurezas moderada, lo cual produce una barrera de potencial suficientemente ancha como para que no pueda ser atravesada en ambos sentidos, sino por otros mecanismos que permitan el paso de los electrones en un solo sentido, desde el semiconductor (donde la energía cinética de los electrones es mayor) al metal.

Sobre esta capa se deposita el metal que hace de ánodo. El platino y el titanio son los materiales de ánodo más comunes para los diodos de GaAs. Una capa de oro, es por lo general, lo que se coloca sobre el metal del ánodo de para evitar la corrosión.

Si se aplica un voltaje positivo al ánodo, disminuye la barrera y pueden pasar más electrones del semiconductor al metal (el diodo conduce).

En cuanto a la unión metal-semiconductor puede comportarse como una unión rectificadora o un contacto óhmico.

En fabricación, es habitual, con el fin de facilitar el contacto óhmico (no rectificador), terminar la región ligeramente dopada (n ó p) con una capa muy dopada que separa la capa epitaxial del sustrato. El hecho de tener un contacto metal-semiconductor altamente dopado facilita el contacto óhmico frente a una unión metal-semiconductor débilmente dopado, cuya comparación puede observarse en la Figura 2.6.

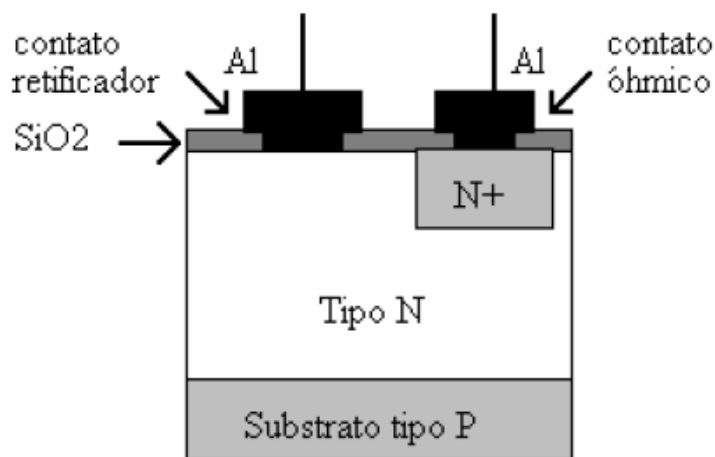


Figura 2.11. Representación de los dos tipos de contactos para la fabricación de diodos Schottky [11].

Si nos fijamos en las bandas de energía de cada material que pueden verse en la Figura 2.7, se observa por un lado el nivel de vacío E_0 que es usado como nivel de referencia y representa la energía que tendría un electrón si estuviera libre de la influencia del material, en reposo, por otro lado, el parámetro $q\phi_m$ [eV] es la función de trabajo del metal que resulta de la diferencia entre el nivel de vacío E_0 y el nivel de Fermi en el metal

E_{fm} . La función trabajo del metal es la energía mínima necesaria para liberar a un electrón del metal. [10]

El valor de $q\phi_s$ [eV] es la función de trabajo del semiconductor, y depende de la concentración del dopaje, porque la posición del nivel de Fermi E_{fs} depende del tipo de dopado y de su concentración. La altura de la barrera de energía en la superficie del semiconductor se expresa por la cantidad $q\chi$ [eV], donde χ es la afinidad electrónica. La afinidad electrónica es una constante del material y resulta de la diferencia de energía entre el nivel de vacío y el borde de la banda de conducción.

Cuando se produce el contacto entre ambos materiales, las diferencias de energía provocan una transferencia de electrones de la banda de conducción del semiconductor tipo n hacia el metal, hasta igualar los niveles de Fermi. Debido a este flujo, en la superficie del semiconductor se forma así una acumulación de carga positiva y una carga superficial negativa en el metal. Por todo ello, se crea un campo eléctrico que se opone al flujo de electrones. Dicha barrera de potencial impide el paso de electrones del semiconductor al metal, se conoce como barrera Schottky.

Este paso se debe por tanto a una diferente densidad de electrones libres en los dos materiales.

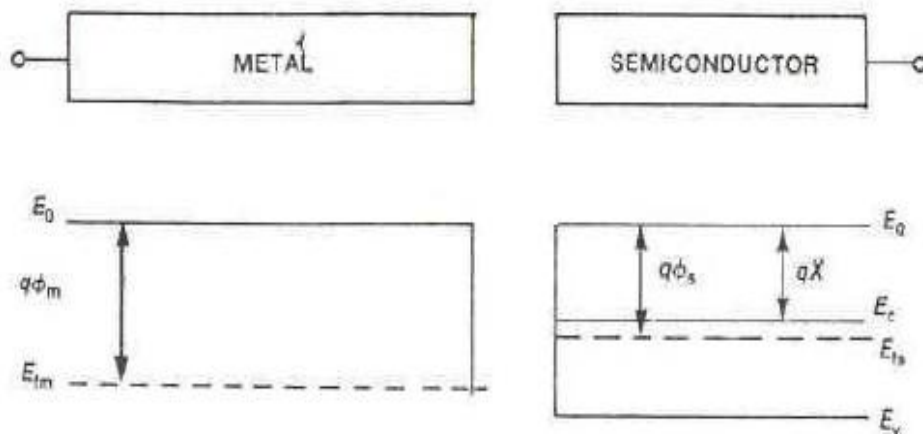


Figura 2.12. Diagrama de bandas de energía para un metal y un semiconductor de tipo n, antes del contacto [10].

En el contacto rectificante el metal necesita mayor energía que el semiconductor tipo n para mover sus electrones al nivel de vacío, como puede observarse en la Figura 2.7., es decir, los electrones del metal tienen menos energía, en promedio, que en el semiconductor.

Para que la unión metal-semiconductor tipo n se comporte como una unión rectificadora se ha de cumplir la relación $q\phi_m > q\phi_s$. En caso contrario, los electrones pueden ser transferidos de un lado a otro con facilidad y el contacto es óhmico:

$q\phi_m > q\phi_s \rightarrow$ Contacto Rectificante

$q\phi_m < q\phi_s \rightarrow$ Contacto Óhmico

2.2.2 Principios de funcionamiento

El diodo de barrera Schottky, es un dispositivo semiconductor de portadores mayoritarios, donde si el semiconductor está dopado con portadores n, solamente los electrones están en movimiento y no se realizará la recombinación de portadores que tiene lugar en los diodos normales de uniones PN, la cual es mucho más lenta. Por tanto proporciona conmutaciones mucho más rápidas entre conducción directa e inversa y muy bajas tensiones umbral (diferencia de potencial mínima necesaria para que el diodo actúe como conductor en lugar de circuito abierto) [9].

Como ya se ha comentado en el subapartado anterior, el contacto del metal con el semiconductor permite que los electrones libres del semiconductor se agrupen en la superficie del metal, construyéndose un campo eléctrico entre el semiconductor y el ánodo, que se opone a que los electrones sigan en movimiento, dicha zona es conocida como región de depleción, (Figura 2.5).

La anchura de la región de depleción depende de la densidad de dopado y de los parámetros del material semiconductor. Según la fórmula 2.2 se obtienen la anchura de la región de depleción de una unión ideal con dopaje uniforme epitaxial.

$$d = \sqrt{\frac{2\phi\epsilon_s}{qN_d}} \quad (2.2)$$

Donde ϕ es el potencial de difusión; N_d es la densidad de dopado (se supone uniforme en toda la capa epitaxial); ϵ_s es la permitividad eléctrica del semiconductor; y q es la carga eléctrica del electrón.

Si se aplica a dicha unión un voltaje V de continua, cambia la fórmula de la anchura de la región de depleción según la ecuación 2.3.

$$d = \sqrt{\frac{2(\phi - V)\epsilon_s}{qN_d}} \quad (2.3)$$

Si se polariza en inversa la unión, la región de depleción se hace más amplia y un mayor número de electrones viajan hacia el ánodo, dejando tras de sí más carga positiva. Sin

embargo, si el diodo se polariza en directa, la región de deplexión se hace más angosta y queda menos carga positiva almacenada.

En resumen, una tensión negativa consigue almacenar mayor carga negativa en el ánodo, y una tensión positiva reduce dicha carga negativa.

Como consecuencia de todo lo anterior, se considera que la unión funciona como un condensador no lineal. A medida que crece la diferencia de potencial positiva en la unión, el campo eléctrico decrece y se hace más débil, por lo que presenta una barrera menor para los electrones, de forma que provoca que una mayor cantidad de los mismos tengan la suficiente energía térmica para atravesarla.

Se establece así una corriente en directa, proporcional al número de electrones con mayor energía que la barrera (altamente no lineal), mediante la ecuación 2.4.

$$I_j(V_j) = I_s \cdot \exp\left(\frac{eV_j}{nkT}\right) \cdot \left[1 - \exp\left(\frac{-eV_j}{kT}\right)\right]_{V_j > \frac{3kT}{e}} = I_s \cdot \exp\left(\frac{eV_j}{nkT}\right) \quad (2.4)$$

Donde e es la carga del electrón ($1.6 \cdot 10^{-19}$ C); k es la constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K); T es la temperatura absoluta en Kelvin. El factor de idealidad η tiene en cuenta las imperfecciones inevitables de la unión y otros fenómenos secundarios. η es siempre mayor que 1.0 y, para un diodo correctamente fabricado, menor que 1.2 (cuanto “más ideal” sea el diodo, más próximo a 1).

La característica I/V o curva de transferencia del diodo es una función exponencial. En la Figura 2.8 aparece representada la función de transferencia para un diodo Schottky, tanto en coordenadas cartesianas lineales (a), como con escala logarítmica en el eje vertical (b).

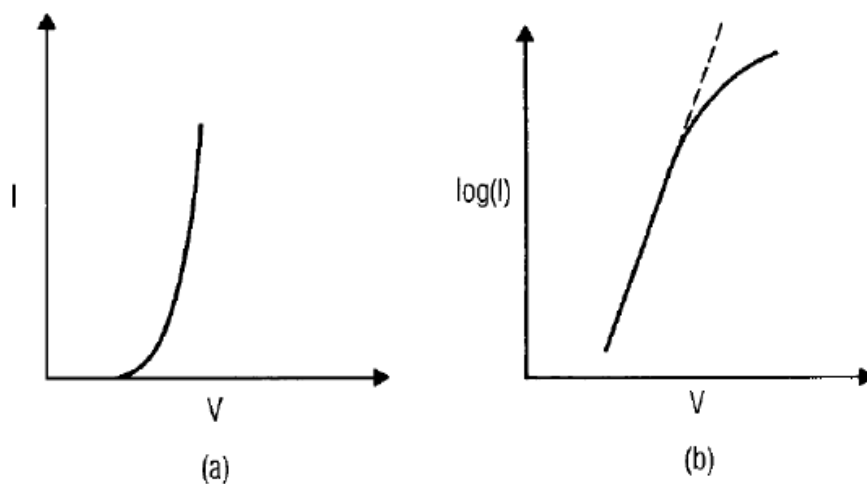


Figura 2.13. (a) Función de transferencia de un diodo Schottky en eje lineal. (b) Función de transferencia de un diodo Schottky en eje logarítmico [9].

CAPÍTULO 2: DIODOS MULTIPLICADORES

En la figura (a) puede verse claramente una exponencial, donde la tensión umbral marca el codo de la misma. En el caso de los diodos de GaAs, el valor de la constante de Richardson es menor que en los de silicio y, por tanto, el codo de la gráfica I/V se produce en un voltaje más alto para los diodos de GaAs que para los de silicio. Además los dispositivos de GaAs son más sensibles a la temperatura.

En la figura (b) se observa una línea recta con una determinada pendiente a temperatura ambiente y para niveles de corriente bajos. Las imperfecciones en el diseño o fabricación del diodo se pueden identificar fácilmente por desviaciones de esta línea recta. Por ejemplo, el daño en la unión debido a tensiones eléctricas muy altas. Sin embargo, para altos niveles de corriente, la gráfica se desvía de una línea recta debido a la caída de tensión en la resistencia parásita en serie, R_s .

En cuanto a las frecuencias de corte en este tipo de diodos mezcladores a menudo suelen ser muy altas, del orden de varios miles de GHz. Estas frecuencias de corte elevadas no implican que un diodo pueda ser utilizado en mezcladores de THz; f_c es válido sólo como una figura de mérito.

Las frecuencias de funcionamiento suelen ser también muy elevadas y están limitadas por un lado por el tiempo de vida de los portadores minoritarios τ , y por otro por el tiempo de transición t_t , que sería el tiempo en el que la corriente de conducción inversa se reduce a cero.

Para un buen funcionamiento, la frecuencia de un diodo mezclador de corte debe ser de al menos 10 veces la frecuencia de operación de la mezcladora. En el siguiente apartado se expondrá la fórmula para el cálculo de la frecuencia de corte a través del modelo circuital del diodo.

2.2.3 Modelado circuital general del diodo Schottky

A la hora de considerar un modelo circuital del diodo de barrera Schottky existe la necesidad de realizar un compromiso entre precisión y simplicidad [14] y [9].

Como se ha comentado anteriormente, si se aplica una diferencia de potencial negativa a la unión del diodo, la capacidad de ésta es la misma que la de un condensador de placas paralelas separadas una distancia igual a la anchura de deplexión y con constante dieléctrica la del material semiconductor.

El modelo por tanto, utiliza tanto el efecto capacitivo del voltaje inverso de la región de deplexión como la carga del voltaje en directa en la unión del diodo para representar los efectos del almacenamiento de carga en dicha unión.

Por todo lo anterior, la capacidad del diodo se modela mediante un condensador dependiente de voltaje, que se conecta en paralelo con el generador de corriente, más una resistencia en serie, como puede verse en la Figura 2.9. De estos tres elementos, dos de

ellos, la capacidad de la unión y la conductancia, son no lineales, y el tercero, la resistencia parásita en serie R_S , también es no lineal, pero como sólo varía ligeramente cuando se aplica una diferencia de potencial positiva a la unión, normalmente se considera como una resistencia lineal.

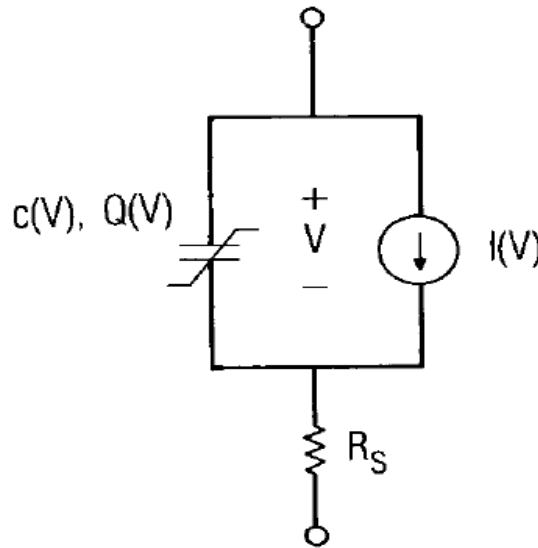


Figura 2.14. Circuito equivalente de un diodo Schottky [9].

En los diodos Schottky, entre la región de depleción y la capa n^+ siempre va a existir una zona que no se ha vaciado completamente (especialmente con polarización directa), cuando la región de depleción es más angosta, es decir, nunca se va quedar completamente sin carga, incluso si se aplica una tensión en inversa muy elevada. Ello es debido a que existe una resistividad relativamente alta, que se representa mediante una resistencia parásita en serie con la unión del diodo.

En mezcladores y multiplicadores de frecuencia, la resistencia en serie es un mecanismo importante de pérdida.

El efecto piel o efecto pelicular provoca que el valor de esta resistencia a alta frecuencia sea mayor que su valor en continua debido a que, en alta frecuencia, la corriente forma una fina capa en la superficie del chip y es casi cero en la masa del sustrato. El aumento de la longitud del camino y el área transversal reducida de esta fina capa de corriente, ocasiona un incremento de la resistencia en serie del diodo.

La variación de carga $Q(V)$ que se da en el modelo circuital viene expresada según la fórmula 2.5.

$$Q(V) = \frac{-C_{jo}\phi}{1-\gamma} \left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^{1-\gamma} \quad (2.5)$$

Y por tanto la capacidad de la unión en pequeña señal vienen dada por la ecuación 2.6 y 2.7 [12].

$$C_j(V) = \frac{dQ}{dV} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^\gamma} \quad (2.6)$$

$$C_{TOTAL} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^\gamma} + C_{pp} \quad (2.7)$$

Donde C_{j0} es a capacidad cuando a la unión se le aplica una tensión de 0 Voltios, ϕ es el potencial en la barrera de la unión, y γ es el coeficiente de graduación. La capacidad total será la suma de la capacidad de la unión más la capacidad parásita C_{pp} .

Para obtener el valor de la capacidad, ϕ toma valores cercanos a 0,7 V para diodos típicos de uniones de silicio. Prácticamente todos los diodos mezcladores de barrera Schottky de alta frecuencia están uniformemente dopados, por lo que $\gamma = 0.5$, describe con precisión la capacidad de la unión, este valor no debe confundirse con la caída de tensión en directa del diodo, aunque adquiriera valores similares.

A continuación, en el siguiente apartado, se detallará el modelado SPICE utilizado para la simulación de los dos diodos estudiados en este trabajo.

2.3 Simulación del diodo: Modelo SPICE

Tras haber realizado la explicación del modelo circuital general para diodos Schottky, en este apartado se estudiará un modelo más concreto para su representación y simulación, el modelo de diodo no lineal tipo SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*). Se trata de un modelo a gran señal, cuyo equivalente circuital se representa en la Figura 2.10 [14] y [9].

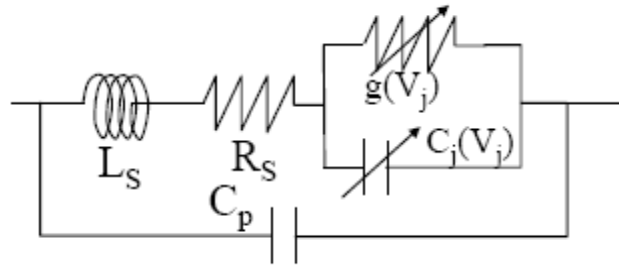


Figura 2.15. Modelo circuital del diodo tipo SPICE.

Donde L_s hace referencia a la inductancia parasita; C_p es la capacitancia parasita y depende del encapsulado; $g(V_j)$ es la conductancia no lineal y $C_j(V_j)$, la capacidad que representa la zona de deplexión.

El comportamiento estático se modela por la expresión exponencial I/V a través de dos parámetros: la corriente de saturación (I_{sat}) y el factor de idealidad (N). La corriente de un diodo se modela mediante la ecuación 2.8 no lineal.

$$I = I_{sat} \left(e^{\frac{V_j}{N \cdot V_t}} - 1 \right) \quad (2.8)$$

Donde V_j es voltaje a través de la unión; V_t es el voltaje térmico (KT/q) y N que tendrá unos valores típicos entre 1,04-1,08.

I_{sat} es la corriente inversa de saturación ($I(V) = I_{sat}$ si $V \rightarrow -\infty$) y su expresión es se muestra en la ecuación 2.9 (valor muy pequeño de 10^{-20} a 10^{-8} A):

$$I_{sat} = A^{**} T^2 W_j \exp\left(\frac{q\phi_b}{KT}\right) \quad (2.9)$$

CAPÍTULO 2: DIODOS MULTIPLICADORES

Donde A^{**} es la constante de Richardson modificada; W_j es el área de la unión; y ϕ_b es la altura de la barrera en voltios, una constante alrededor de 0.1V mayor que el potencial de difusión. A^{**} es aproximadamente $96 \text{ A}\cdot\text{cm}^{-2}\cdot\text{K}^{-2}$ para el silicio y $4.4 \text{ A}\cdot\text{cm}^{-2}\cdot\text{K}^{-2}$ para GaAs.

El comportamiento dinámico se representa por el condensador no lineal $C(V)$, que como puede verse en la ecuación 2.11 es la suma de la capacidad de difusión C_d , proporcional a la corriente del diodo $I(V)$ y de la capacidad de la unión, C_j .

Para explicar el significado de la capacidad de difusión, C_d , hay que observar el proceso que comienza cuando se genera una corriente en directa al dispositivo para cargar la unión, y después, tan rápido como sea posible, se genera una corriente inversa al dispositivo.

En el caso de un diodo PN, en polarización directa la región p inyecta huecos en la región n donde estos son minoritarios. De manera similar la región n inyecta electrones en la región p. Como resultado, en conducción, cerca de la unión hay exceso de portadores minoritarios. Si la polarización del diodo es cambiada rápidamente a inversa, estos portadores minoritarios no pueden retornar a las regiones de origen y circulan por el circuito externo. La situación es equivalente a un condensador que se carga con el voltaje directo del diodo y que inyecta estas cargas al circuito cuando varía el voltaje aplicado. Esta capacidad equivalente se denomina “capacidad de difusión del diodo” y se la nota habitualmente con C_d . El exceso de portadores minoritarios inyectado aumenta con la corriente directa del diodo y por lo tanto la capacidad de difusión varía con la corriente aplicada y sigue la siguiente ecuación 2.10.

$$C_d = \frac{q}{\eta KT} I(V) \tau \quad (2.10)$$

El tiempo de almacenamiento, τ , se especifica como el tiempo que transcurre hasta que se descarga la unión.

En el caso de los diodos Schottky, los electrones que han cruzado la unión para entrar en el metal no se pueden distinguir de los muy abundantes electrones del metal y que constituyen los electrones de conducción del mismo. Por lo tanto, cuando se invierte el voltaje a través de la unión, esos electrones no vuelven en sentido contrario a travesando la unión y se confunden con los electrones de conducción. Así, contrariamente a lo que ocurre en la juntura p-n, no hay almacenamiento apreciable de portadores minoritarios y el tiempo de almacenamiento es despreciable. El tiempo de recuperación inversa de un diodo p-n muy rápido puede ser del orden de 1 ns, mientras que el de un diodo metal-semiconductor puede ser de alguna decenas de pico segundos.

Como consecuencia, en un diodo Schottky, la capacidad de difusión es prácticamente despreciable y se iguala a cero.

Por lo tanto, la capacidad total vendrá expresada por la ecuación 2.11.

$$C(V) = C_d + C_j = \frac{q}{\eta KT} I(V) \tau + \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^\gamma} \quad (2.11)$$

Como se ha comentado también y explicado a lo largo de este capítulo, un diodo mezclador funciona como un diodo de resistencia variable. El pequeño incremento de la señal de conductancia en la unión se puede representar mediante la siguiente fórmula 2.12.

$$g(V) = \frac{d}{dV} I(V) = \frac{q}{\eta KT} I_{sat} \exp\left(\frac{qV}{\eta KT}\right) \approx \frac{q}{\eta KT} I(V) \quad (2.12)$$

La conductancia de la unión es proporcional a la corriente de la unión en gran señal.

Para hacer una selección entre determinados tipos de diodos es importante tener en cuenta los siguientes aspectos relacionados con el modelo circuital:

- A bajas frecuencias C_j no afecta a la rectificación proporcionada por $g(V)$. No obstante en altas frecuencias tiende a ser un cortocircuito por lo que conviene reducir su valor, el cual, es proporcional al área del ánodo.
- R_s es inversamente proporcional al área del ánodo.
- El producto $R_s C_j$ es más o menos constante con el área del ánodo. Se puede definir una figura de mérito, llamada frecuencia de corte, f_c cuya fórmula se muestra en la ecuación 2.13.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_s \cdot C_j} \quad (2.13)$$

Una figura de mérito de un diodo mezclador es la frecuencia de corte, f_c . Esta frecuencia tradicionalmente se calcula a partir de los valores en continua, sin tener en cuenta, por ejemplo, el aumento de la resistencia serie que origina el efecto pelicular que se ha comentado anteriormente.

CAPÍTULO 2: DIODOS MULTIPLICADORES

En resumen, si discutimos el valor de los parámetros en función de la frecuencia de utilización, vemos que a medida que el valor de capacidad total CT disminuye, aumenta la frecuencia de trabajo. Como CT se compone de la suma de la capacidad de difusión, despreciable en el caso de los diodos Schottky, y la capacidad de la unión (inversamente proporcional a la frecuencia de corte), la cual determina la velocidad de conmutación del dispositivo. Por ello, a medida que el valor de la capacidad disminuye, la velocidad de conmutación aumenta. Cuanta más alta sea la velocidad, más alta será la máxima frecuencia de trabajo posible.

En el caso de la resistencia en serie hay que tener en cuenta que su valor se ve afectado por el efecto pelicular, como se ha explicado anteriormente. Por ello, a medida que aumenta el valor de R_s aumenta el rango de frecuencias de trabajo.

Si nos fijamos ahora en el valor de la inductancia, a frecuencias muy altas, no se puede despreciar la inercia de los electrones en el sustrato, lo que da lugar a la componente inductiva de la impedancia. Luego, según el valor de L_s se hace más significativo, la máxima frecuencia de funcionamiento aumenta.

A continuación, se realizará la caracterización de los dos distintos tipos de diodos Schottky, con los que se va a trabajar en este proyecto.

2.3.1 Diodo MA4E1317

El elemento no lineal usado para la generación del segundo armónico de la señal de entrada ha sido el diodo de barrera Schottky de GaAs MA4E1317, del fabricante M/A-COM. [15].

Los diodos de la serie MA4E131X poseen capas protectoras que evitan los daños a la unión durante el tratamiento manual o automático. La configuración del encapsulado es apropiada para la integración.

Las características más importantes son:

- Bajas resistencias en serie.
- Baja capacitancia.
- Alta frecuencia de corte.
- Protección contra golpes de poliamida.
- Diseñada para facilitar la integración de circuitos.

2.3 SIMULACIÓN DEL DIODO: MODELO SPICE

La elevada frecuencia de corte de estos diodos permite un correcto comportamiento a frecuencias de ondas milimétricas. Las aplicaciones típicas son mezcladores balanceados simples y dobles. Dichos dispositivos funcionan hasta a 80 GHz.

Como se ha comentado el diodo se ha modelado según su modelo no lineal tipo SPICE, cuyos parámetros se muestran en la Tabla 2.2.

Parámetro	Símbolo	Nombre SPICE	Unidades	Valor
Corriente de saturación	I_{sat}	IS	mA	10^{-8}
Factor de Idealidad	η	N		1.5
Resistencia en serie	R_s	RS	Ω	4
Voltaje de <i>built-in</i>	ϕ	VJ	V	0.323
Capacidad de la unión a 0V	C_{j0}	CJ0	pF	0.02
Coeficiente de clasificación de la unión	γ	M		0.5
Tiempo de tránsito	τ	TT	μs	10^{-5}
Voltaje de ruptura	V_b	BV	V	7
Corriente al voltaje de ruptura	I_{Vb}	IBV	mA	0.1
Energía del Gap	E_g	EG	eV	0.69

Tabla 2.2 Parámetros de modelo SPICE para modelar el diodo MA4E1317[15].

Estos parámetros se han introducido directamente en el elemento no lineal SDIODE de Microwave Office, se han fijado los valores de los anteriores parámetros en las opciones del elemento SDIODE y, a se muestra en la Figura 2.11.

Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Description
ID	SD1							Diode ID
IS	1e-8	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Reverse saturation current
JSW	0	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Periphery reverse saturation current
MULT	1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Scaling factor
AFAC	1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Junction area
PJFAC	1		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Junction periphery
RS	4	Ohm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Series resistance
N	1.5		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Bottom ideality factor
TT	1e-2	ns	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Storage time
CJ0	2e-8	uF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Zero-voltage bottom junction capacitance
CJP	0	uF	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Zero-voltage periphery junction capacitance
VJ	0.323	V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Bottom built-in voltage
PHP		V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Periphery built-in voltage
M	0.5		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Bottom junction grading coefficient
MJSW	0.5		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Periphery junction grading coefficient
FC	0.5		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Bottom depletion capacitance linearization parameter
FCS	0.5		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Periphery depletion capacitance linearization parameter
BV	7	V	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Breakdown voltage
IBV	0.1	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Current at breakdown voltage
IKF	0	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Forward knee current
IKR	0	mA	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Reverse knee current
EG	0.69		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Energy gap @ TNDM; default is Si
XTI	2		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Temp scaling coefficient; default is Si PN
TEXT	25	DegC	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	-273.15	-273.15	Temperature at which diode params were determined
T	25	DegC	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	-273.15	-273.15	Temperature
KF	0		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Flicker noise coefficient

Figura 2.16. Parámetros secundarios configurados en el elemento SDIODE de Microwave Office para el diodo MA4E1317.

CAPÍTULO 2: DIODOS MULTIPLICADORES

Se ha utilizado el esquemático de la Figura 2.12, el cual está formado por una fuente de tensión que servirá para mostrar la curva V-I, un amperímetro que comprueba la cantidad de corriente que es inyectada al diodo, el propio diodo a tierra), y un voltímetro que mide la caída de tensión en el diodo.

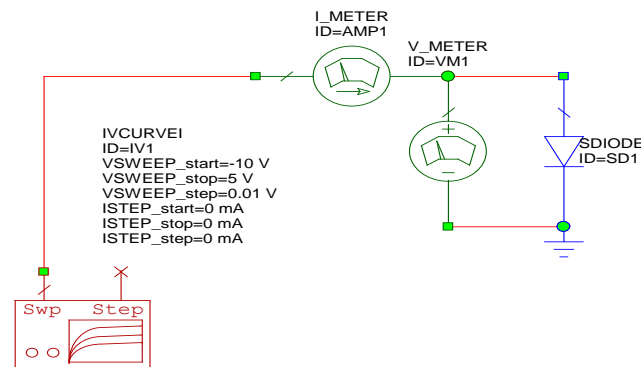


Figura 2.17. Circuito esquemático para la caracterización del diodo MA4E1317.

- **Curvas Tensión-Corriente (V-I)**

La función de transferencia es la característica más importante del diodo. Partimos de la gráfica que representa la corriente frente a la tensión dependiendo de la temperatura, que muestra el fabricante en su hoja de características, y puede observarse en la Figura 2.13.

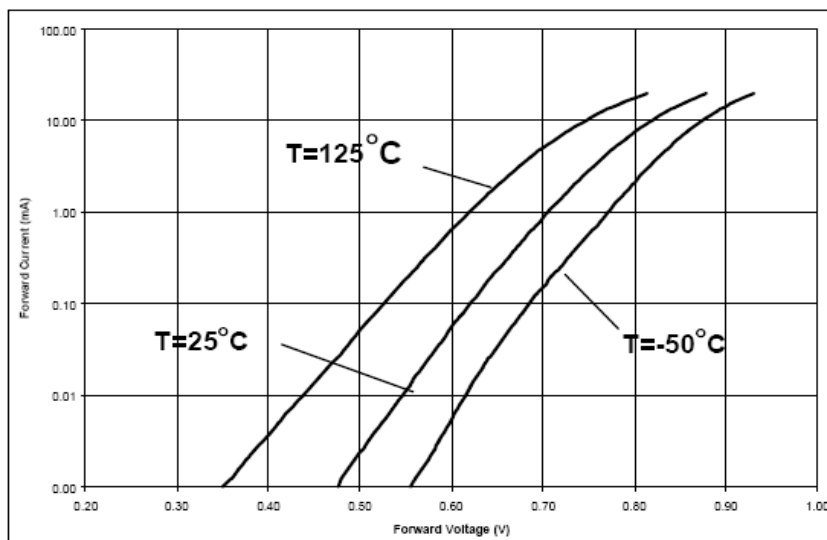


Figura 2.18. Corriente frente a voltaje (dependiente de la temperatura) de la serie de diodos MA4E131X [15].

Ahora, se simula el esquemático expuesto anteriormente y obtenemos la gráfica que representa la corriente frente a la tensión, en la Figura 2.14.

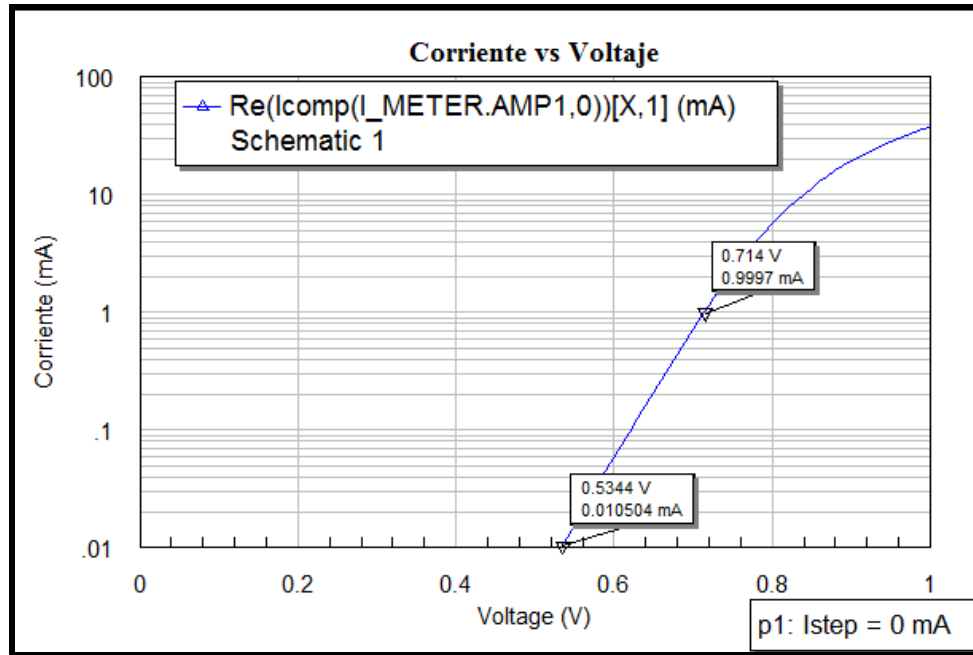


Figura 2.19. Corriente frente a voltaje del diodo MA4E1317 modelado en Microwave Office.

Para facilitar la comparación con los datos dados por el fabricante, la gráfica se representa con el eje de ordenadas en escala logarítmica.

Se puede observar que el modelo utilizado simula correctamente, fijándonos en varios puntos de la gráfica. Por ejemplo, se ha incluido un marcador a 0,714 V, que se corresponden con $0.999 \approx 1$ mA.

Teniendo en cuenta que se trata de la curva a temperatura ambiente (25°C), se observa que en la gráfica del fabricante se obtienen prácticamente los mismos valores.

2.3.2 Diodo DBES105A

En este trabajo también se ha estudiado la caracterización de otro tipo de diodo, en este caso un diodo Schottky de GaAs de tipo dual como puede verse en la siguiente ilustración de la hoja de características del fabricante representada por la Figura 2.15 [16].



Figura 2.20. Representación del diodo Schottky de tipo dual: DBES105A [16].

Este flip-chip de doble diodo ha sido diseñado para aplicaciones de mezcladores de alto rendimiento, ya que además e su fabricación consiguen que las inductancias parásitas se reduzcan, dando como resultado una frecuencia de funcionamiento muy alta.

Las principales características de dichos diodos son:

- Alta frecuencia de corte: 3THz
- Alto voltaje de ruptura: $<-5V$ a $20 \mu A$
- Buen factor de idealidad: 1.2
- Bajas inductancias parásitas
- Tecnología de bajo coste

El circuito equivalente de este diodo según la hoja de características del fabricante es el siguiente, se muestra en la Figura 2.16.

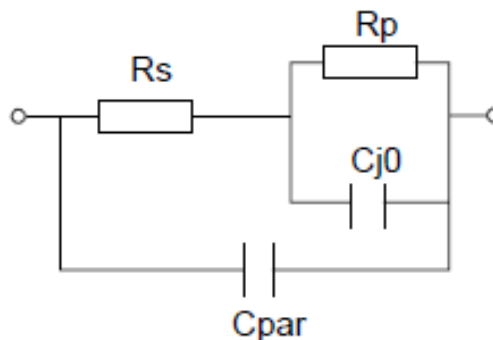


Figura 2.21. Circuito equivalente del diodo Schottky de tipo dual: DBES105A [16].

Como puede verse es similar al equivalente circuitual del modelo SPICE, excepto que desaparece la inductancia parasita L_s ya que es despreciable para este tipo de diodos.

Al igual que en el caso anterior. La Tabla 2.3 muestra el valor de los parámetros para la simulación del modelo SPICE del diodo DBES105A.

Parámetro	Símbolo	Nombre SPICE	Unidades	Valor
Corriente de saturación	I_{sat}	IS	mA	$3.5 \cdot 10^{-8}$
Factor de Idealidad	η	N		1.2
Resistencia en serie	R_s	RS	Ω	4.4
Voltaje de <i>built-in</i>	ϕ	VJ	V	0.323
Capacidad de la unión a 0V	C_{j0}	CJ0	fF	9.5
Coeficiente de clasificación de la unión	γ	M		0.5
Tiempo de tránsito	τ	TT	ns	$3.33 \cdot 10^{-4}$
Voltaje de ruptura	V_b	BV	V	<-5
Corriente al voltaje de ruptura	I_{Vb}	IBV	mA	10
Energía del Gap	E_g	EG	eV	0.69

Tabla 2.3 Parámetros de modelo SPICE para modelar el diodo DBES105A [16].

Siguiendo los mismos pasos que con el diodo MA4E1317, se ha utilizado el mismo esquemático de la Figura 2.12, salvo que en este caso, al elemento no lineal, SDIODE, de Microwave Office, se le han fijado los valores representados en la tabla anterior para sus parámetros secundarios.

- **Curvas Tensión-Corriente (V-I)**

La función de transferencia del diodo DBES105A que muestra el fabricante en su hoja de características, puede observarse en la Figura 2.17, en la cual se representa la tensión frente a la corriente en eje logarítmico.

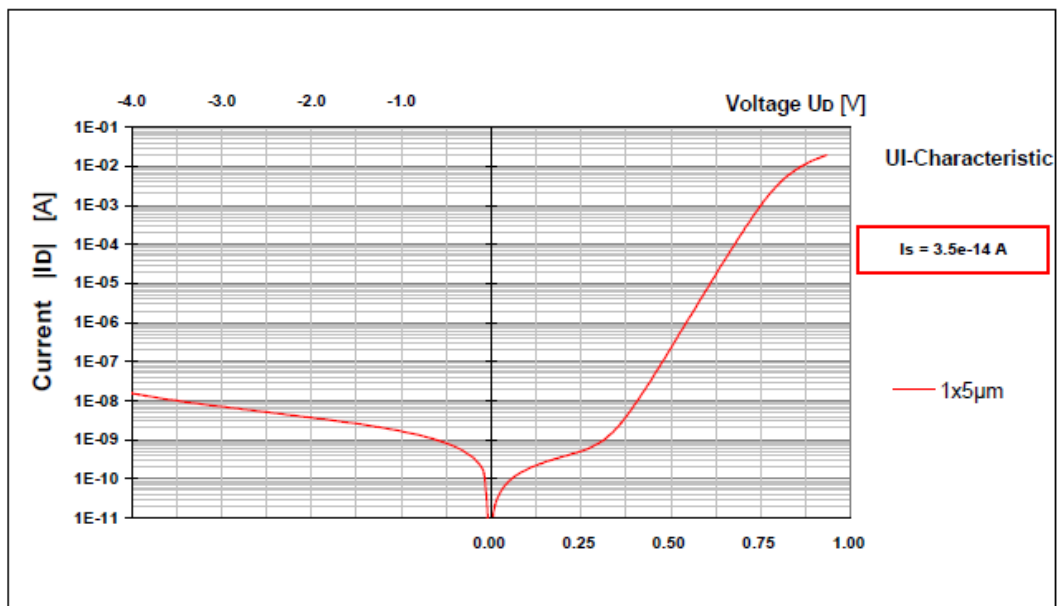


Figura 2.22. Corriente frente a voltaje en eje logarítmico del diodo DBES105A [16].

CAPÍTULO 2: DIODOS MULTIPLICADORES

En este caso la función de transferencia también muestra los valores de corriente que alcanza para valores de tensión negativos.

Ahora, se simula el esquemático expuesto anteriormente y obtenemos la misma gráfica que representa la corriente frente a la tensión, en la Figura 2.18.

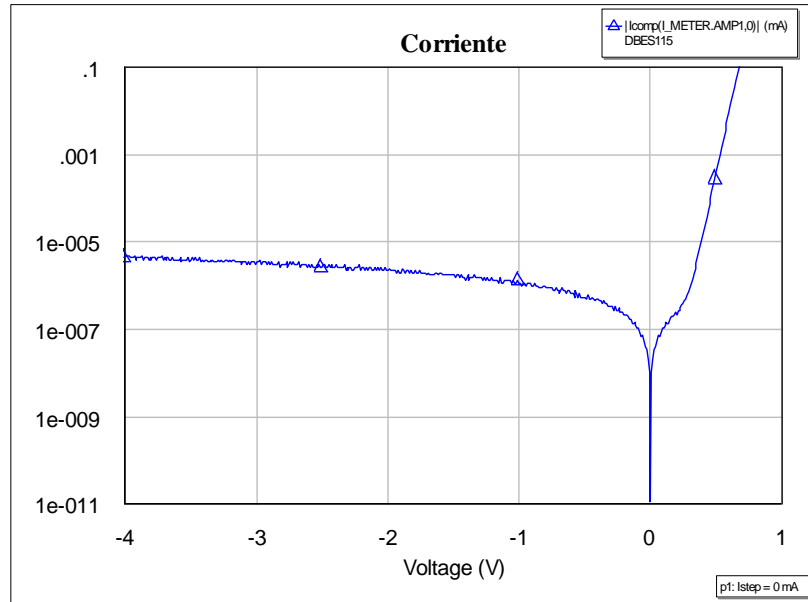


Figura 2.23. Corriente frente a voltaje del diodo DBES105A modelado en Microwave Office.

Para facilitar la comparación con la función de transferencia dada por el fabricante, la gráfica se representa con el eje de ordenadas en escala logarítmica. Además se representan los valores de tensión negativos desde -4 V hasta 1 V al igual que en la hoja de características.

Comparando ambas gráficas, se puede observar como la simulación del modelo utilizado es correcta, hay que tener en cuenta que la gráfica dada por el fabricante viene representada en amperios sin embargo la obtenida mediante simulación esta representada en miliamperios, de ahí que a una tensión de -4V le corresponda una corriente de 10^{-5} mA = 10^{-8} A. Por todo ello, se observa que en la gráfica del fabricante se obtienen prácticamente los mismos valores que los obtenidos mediante simulación.

2.3.3 Conclusiones

Tras realizar la caracterización de ambos diodos, para poder realizar una buena comparación hay que fijarse en los parámetros más importantes para este tipo de diodos que trabajan a tan alta frecuencia.

El primer parámetro en el que hay que fijarse, es en la capacidad de la unión. El valor de dicha capacidad representa la velocidad de conmutación para pasar del estado de "conducción" al estado "bloqueado", como lo que se busca son altas velocidades (barreras de potencial muy baja) para poder trabajar a alta frecuencia, como se ha explicado anteriormente, se busca un valor muy pequeño de capacidad.

Por ello, para el caso del diodo MA4E1317 se tiene un capacidad de unión de 0.02 pF cuyo valor es bastante reducido pero comparándolo con el mismo valor en el caso del diodo DBES105A, vemos que este alcanza un valor de 0,0095 pF, un orden de magnitud menor, por lo que la velocidad de conmutación para el caso del diodo dual DBES105A es más alta que para el caso del diodo MA4E1317. Como se puede deducir de lo anterior y puede verse en las tablas 2.2 y 2.3 el valor del tiempo de transición es bastante más pequeño para el Diodo DBES105A que para el diodo MA4E1317.

Si ahora nos fijamos en el valor de la resistencia en serie, vemos que aunque la diferencia entre el valor para ambos diodos es muy pequeña de 4 Ω para el Diodo MA4E1317 a 4,4 Ω para el diodo DBES105A, hay que tener en cuenta que a mayor valor de resistencia más energía se pierde en forma de calor.

Por último con el valor de los dos parámetros anteriormente comentados, C_j y R_s se puede calcular la frecuencia de corte como figura de mérito para poder comparar mejor ambos diodos. Para el caso del primer diodo se obtienen una frecuencia de corte de 1,7 THz, sin embargo para el caso del diodo DBES105A la frecuencia de corte es de aproximadamente 3 THz como marca la propia hoja de características.

Resumiendo si utilizamos el diodo dual DBES105A se nos permite trabajar con frecuencias más alta que con el diodo MA4E1317, pero eso sí, como contraprestación pierde mayor cantidad de energía transformándola en energía calorífica, y por tanto aumentando la temperatura del circuito.

Capítulo 3

Circuitos dobladores de frecuencia

3.1 Introducción

En la práctica todos los circuitos electrónicos son no lineales, es decir, que la hipótesis lineal de la teoría de circuitos, es sólo una aproximación. Algunos circuitos, como por ejemplo los amplificadores de pequeña señal, son muy débilmente no lineales, por lo que se utilizan en los sistemas como si fueran lineales. En este caso, las no linealidades son responsables de fenómenos que degradan el rendimiento del sistema y deben ser minimizados [9].

Un circuito se considera lineal si se tienen dos excitaciones X_1 y X_2 que se aplican por separado, y cuyas respuestas son Y_1 e Y_2 , respectivamente, entonces la respuesta a la excitación $AX_1 + BX_2$ será $AY_1 + BY_2$, donde A y B son constantes arbitrarias, que pueden ser reales o complejas. Esto implica que la respuesta de un circuito o sistema lineal invariante en el tiempo incluye sólo las frecuencias presentes en las formas de onda de excitación. Por lo tanto, los circuitos lineales invariantes en el tiempo no generan nuevas frecuencias.

En cambio, existen dispositivos como los diodos que generan un gran número de nuevas componentes de frecuencia al explotar su respuesta no lineal, es decir, buscan maximizar el efecto de las no linealidades, incluso reduciendo al mínimo los efectos de los fenómenos lineales, en este caso, molestos. Este criterio ofrece una importante línea divisoria entre circuitos lineales y no lineales.

Actualmente, los multiplicadores en banda de frecuencia milimétrica que usan las no linealidades para crear nuevas componentes de frecuencia, están cobrando mayor importancia y teniendo en cuenta además que incluso los generadores más avanzados de señal, alcanzan su límite de frecuencia pronto, suele ser necesario complementarlos con

CAPÍTULO 3: CIRCUITOS DOBLADORES DE FRECUENCIA

este tipo de circuitos. Los componentes usados para realizar la generación de armónicos en estos circuitos, suelen ser diodos específicos para altas frecuencias.

Se diseñan potenciando el armónico deseado y cancelando en lo posible los demás, es decir, la señal se filtra a la frecuencia de salida para evitar armónicos indeseables y además, eventualmente, se amplifica.

Para el diseño de este tipo de circuitos suele ser necesario usar como fuente, señales muy estables y de bajo ruido, las cuales se suelen obtener mediante la generación de armónicos de una fuente muy estable de más baja frecuencia, como por ejemplo un oscilador de cristal.

Hoy en día la tecnología es lo suficientemente madura para fabricar mezcladores de frecuencias por encima de 100 GHz [24].

Tradicionalmente, los receptores y transmisores de ondas milimétricas estaban basados en guías de onda, pero su coste de fabricación es muy elevado para altas frecuencias en este tipo de tecnología, dicha desventaja ha sido superada gracias al enorme avance en los diodos Schottky de tecnología plana. Por todo ello, se ha hecho posible construir este tipo de circuitos basados en tecnología plana con un rendimiento comparable al que se obtiene con los mejores sistemas de guías de onda siempre y cuando se desarrollen antenas planas y redes de adaptación eficientes.

Es una práctica común realizar multiplicadores de frecuencia en estructuras balanceadas. Los multiplicadores balanceados tienen ventajas significativas en comparación con los multiplicadores de un solo terminal, la más importante es el aumento de potencia de salida y el rechazo de ciertos armónicos no deseados.

3.2 Multiplicadores de frecuencia.

Como se ha explicado en el capítulo anterior, los diodos presentan una curva de característica no lineal, y como puede observarse en la Figura 3.1, ante una entrada sinusoidal se generan componentes en distintos armónicos de la frecuencia fundamental a la salida del sistema. [18] y [9].

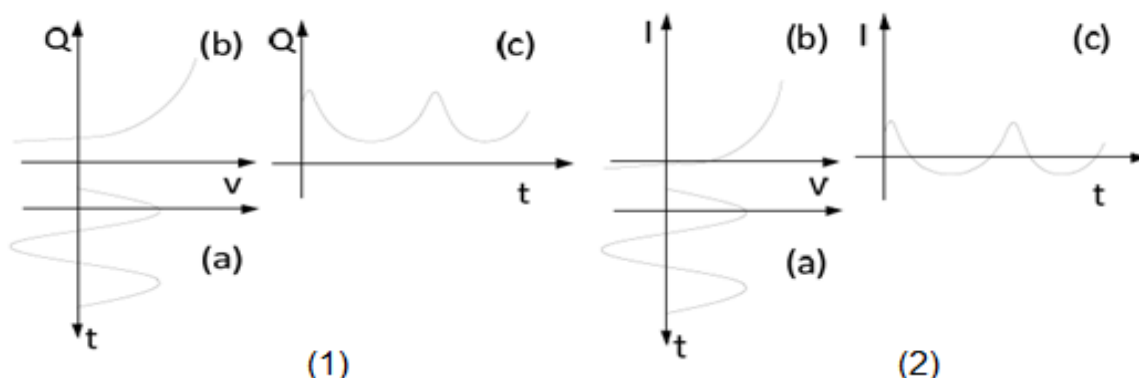


Figura 3.24. (1) Formas de onda para un multiplicador reactivo; (2) Formas de onda para un multiplicador resistivo [18].

Dónde (a) es la señal de entrada sinusoidal, (b) es la característica no lineal del diodo, que para el caso de un diodo reactivo es una curva Q/V (carga capacitiva vs voltaje) y para el caso de un diodo resistivo es una curva I/V (corriente vs voltaje), y (c) la señal de salida la cual posee componentes en distintos armónicos (no es una senoide pura).

Las curvas características anteriores se pueden aproximar mediante una expansión polinomial desde el punto del voltaje de polarización V_{DC} , la cual se presenta en la Ecuación 3.1 para un diodo de tipo reactivo y en la Ecuación 3.2 para un diodo de tipo resistivo.

$$Q(V_{DC} + \Delta V) = b_0 + b_1 \Delta V + b_2 \Delta V^2 + b_3 \Delta V^3 + \dots \quad (3.1)$$

$$I(V_{DC} + \Delta V) = a_0 + a_1 \Delta V + a_2 \Delta V^2 + a_3 \Delta V^3 + \dots \quad (3.2)$$

El voltaje entre los terminales del diodo puede ser expresado como la función mostrada en la Ecuación 3.3, y se reemplaza en las ecuaciones anteriores 3.1 y 3.2, las expresiones resultantes claramente poseen componentes armónicas, las cuales se muestran en la Ecuación 3.4 y en la Ecuación 3.5.

$$\Delta V(t) = V \cos(\omega t) \quad (3.3)$$

$$Q(t) = Q_0 + Q_1 \cos(\omega t) + Q_2 \cos(2\omega t) + Q_3 \cos(3\omega t) + \dots \quad (3.4)$$

$$I(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) + I_3 \cos(3\omega t) + \dots \quad (3.5)$$

Si se busca diseñar un multiplicador de orden n es necesario obtener el n -ésimo armónico y filtrar el resto de frecuencias no deseadas. La estructura general usada en el diseño de un multiplicador de frecuencia, consta de un dispositivo no lineal el cual se encarga de generar los armónicos y de filtros que seleccionan el armónico deseado en la salida y rechaza el resto. En la Figura 3.2 se observa un esquema general de un multiplicador de frecuencia.

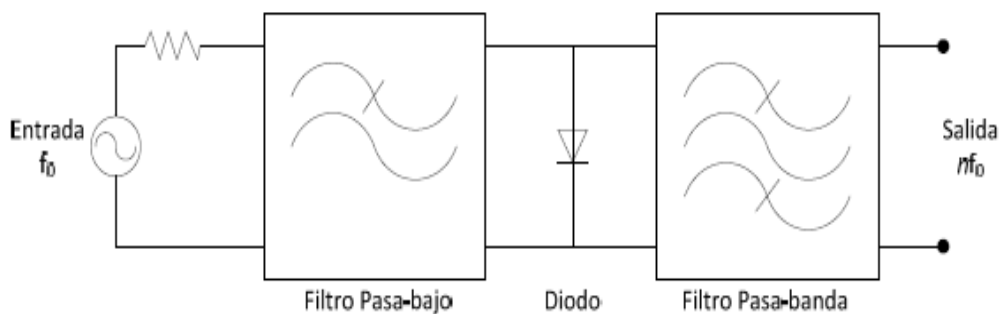


Figura 3.25. Diagrama de bloques de un multiplicador de frecuencia [17].

Existen dos categorías en las que se pueden clasificar los multiplicadores de frecuencia basados en diodos; el uso de diodos del tipo reactivo (capacitivo) y diodos del tipo resistivo.

3.2.1 Multiplicadores reactivos

Dentro de esta clase de diodos existen dos tipos: los varactores y los diodos Step-Recovery SRD's.

Los multiplicadores basados en el uso de varactores, tienen entre algunas de sus ventajas, la generación de bajo ruido y el menor coste de implementación. En concreto, los multiplicadores de frecuencia que usan varactores Schottky pueden obtener una alta eficiencia y bajo ruido a frecuencias cercanas a los 100 GHz [17].

En forma teórica un varactor puede tener un 100% de eficiencia, explicada mediante el uso de las relaciones de Manley-Rowe, las cuales tratan de un análisis general de conservación de potencia asociado a elementos no lineales reactivos.

Si se tienen dos fuentes con frecuencias f_1 y f_2 que alimentan un condensador C y el circuito además posee filtros pasa-banda ideales que aíslan todos los armónicos de la forma $nf_1 + mf_2$. Las relaciones resultantes se muestran en las Ecuaciones 3.6 y 3.7.

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{nP_{nm}}{nf_1 + mf_2} = 0 \quad \text{Primera relación de Manley-Rowe} \quad (3.6)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{mP_{nm}}{nf_1 + mf_2} = 0 \quad \text{Segunda relación de Manley-Rowe} \quad (3.7)$$

Donde P_{nm} es la potencia media real del condensador a la frecuencia $nf_1 + mf_2$. Estas relaciones expresan la conservación de potencia para cualquier reactancia no lineal sin pérdidas

Los multiplicadores de frecuencia reactivos utilizan un caso especial de las relaciones de Manley-Rowe, ya que sólo tienen una única excitación, f_1 , por tanto $f_2 = 0$, se pueden eliminar todos los términos del sumatorio sobre m , ya que $m=0$. La Ecuación 3.6 se convierte en la Ecuación 3.8.

$$\sum_{n=0}^{\infty} P_{n0} = 0 \quad (3.8)$$

En la Ecuación 3.8 el término P_{n0} es la potencia asociada a la frecuencia nf_1 . La Ecuación 3.8 indica que toda la potencia de entrada debe ser convertida en potencia de salida mediante los armónicos de f_1 por lo que en la unión reactiva no se disipa potencia.

En un multiplicador de frecuencia que utiliza el n -ésimo armónico, para conseguir una eficiencia óptima, no tiene que haber ninguna potencia con parte real a cualquiera de los armónicos no deseados. Esta condición queda garantizada cuando la unión del diodo se termina con una reactancia pura en todos los armónicos distintos del deseado. La mayor eficiencia ocurre cuando P_{10} y P_{n0} son distintas de cero, con lo que se cumple que $P_{n0} = -P_{10}$. En este caso se obtiene que la potencia de entrada es igual a la potencia del n -ésimo armónico de salida, por lo que el multiplicador posee una eficiencia teórica de un 100%, aunque, en la práctica, su eficiencia varía aproximadamente como $1/n$, debido a las pérdidas en el diodo. La resistencia en serie del diodo impide tener una reactancia pura, y, por tanto, se disipa potencia en todos los armónicos, este junto a otros factores, disminuyen la eficiencia.

Además, los multiplicadores reactivos presentan un problema notorio en su estabilidad.

3.2.2 Multiplicadores resistivos

Los multiplicadores resistivos presentan mayores pérdidas que los multiplicadores reactivos, y por tanto, son mucho menos eficientes. Tienen limitación en la potencia de salida y su eficiencia disminuye rápidamente a medida que aumenta el número de armónicos [17].

Como este tipo de circuito sí tiene pérdidas, las relaciones de Manley-Rowe no se llegan a cumplir, pero teniendo en cuenta, que en lugar del efecto capacitivo de los multiplicadores reactivos, aparece un efecto resistivo no lineal, y además, se supone al igual que en el caso anterior, que sólo una de las dos fuentes se encuentra en funcionamiento. Se pueden adaptar las ecuaciones de Manley-Rowe a los multiplicadores resistivos mediante la Ecuación 3.9.

$$\sum_{n=0}^{\infty} n^2 P_{n0} \geq 0 \quad (3.9)$$

Si todos los armónicos están terminados en cargas reactivas excepto la frecuencia fundamental y el armónico deseado, entonces se reduce a la Ecuación 3.10.

$$P_1 + n^2 P_n > 0 \quad (3.10)$$

Como se ha supuesto que solo P_{10} y P_{n0} son distintas de cero, se obtiene la expresión mostrada en la ecuación 3.11, donde se muestra la eficiencia de un multiplicador resistivo la cuál disminuye con el cuadrado del factor de multiplicación.

$$\left| \frac{P_{n0}}{P_{10}} \right| \leq \frac{1}{n^2} \quad (3.11)$$

Como ventajas, los diodos resistivos presentan mayor estabilidad y mejores anchos de banda que los multiplicadores reactivos.

Hay que tener en cuenta, que los mejores diodos varactores reactivos a frecuencias milimétricas altas, comienzan a presentar también propiedades resistivas.

En este trabajo debido a que vamos a utilizar el armónico más bajo, es decir, buscamos como salida el segundo armónico de la señal de entrada, se va a utilizar como dispositivo de mezcla el diodo resistivo de barrera Schottky, que ofrece buena estabilidad a la hora de diseñar y mejor ancho de banda.

3.3 Análisis y diseño del circuito doblador de frecuencia resistivo

La figura 3.3 muestra una representación circuital de un doblador resistivo. El símbolo del diodo representa un diodo resistivo ideal, es decir, un dispositivo Schottky que no tiene capacidad de unión y la resistencia en serie R_S aparece separada del diodo. R_i es la impedancia a la frecuencia de entrada f_1 , y R_L es la impedancia de carga a la frecuencia de salida deseada, en este caso, $2f_1$ [9].

Los bloques marcados como f_1 y $2f_1$ son filtros resonantes ideales en paralelo, es decir, que tienen impedancia infinita a las frecuencias f_1 y $2f_1$, respectivamente, e impedancia cero a todas las demás frecuencias. Como cabe esperar, sólo en estas dos frecuencias existen componentes de tensión, y también sólo circulan corrientes a la frecuencia fundamental y a la del segundo armónico, en las mallas de entrada y de salida, respectivamente.

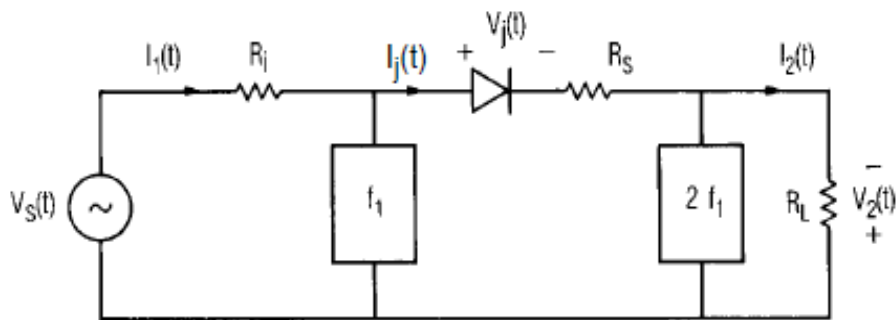


Figura 3.26. Esquema de un circuito doblador de frecuencia resistivo con dos resonadores a la frecuencia fundamental y al segundo armónico [9].

Se considerará V_1 como el valor de pico de tensión en la unión del diodo $V_j(t)$ a la frecuencia fundamental, y V_2 como la tensión que cae en la resistencia de carga R_L para el segundo armónico. La fuente de tensión $V_S(t)$ es una senoide a la frecuencia de entrada, f_1 .

De igual forma, I_1 es el valor de pico $I_j(t)$ en la unión del diodo a la componente fundamental de frecuencia f_1 e I_2 es el valor de corriente de pico en la resistencia de carga para el segundo armónico.

Como podemos observar en la Figura 3.4, por el dispositivo no lineal circula una alta corriente de pico $I_j(t)$ suministrada por la fuente de tensión $V_S(t)$, cuya forma es la de una serie de pulsos, en fase con la tensión de entrada y coincidiendo con el semiciclo positivo de la misma. Por tanto, el ciclo de trabajo de la corriente es aproximadamente del 50%.

Si R_L tiene un valor pequeño, I_2 circula por la resistencia de carga y genera la tensión V_2 a la salida del segundo armónico. Mientras R_L sea pequeña I_2 permanece aproximadamente constante, por ello, la tensión de salida para el segundo armónico aumentará con el aumento del valor de R_L .

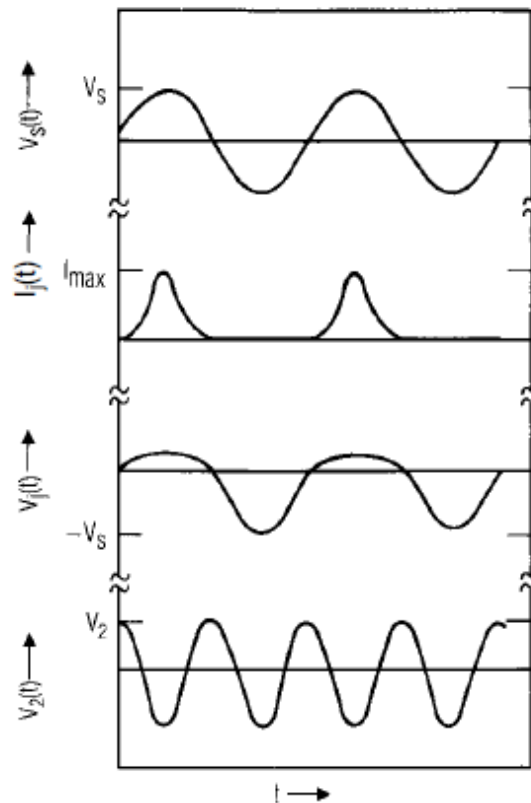


Figura 3.27. Formas de ondas de la señal de tensión y de corriente de un doblador resistivo [9].

También hay que notar, que la fase de V_2 es tal que reduce el valor de pico positivo $V_j(t)$, y por lo tanto reduce el valor de pico de $I_j(t)$, I_{\max} . Esta reducción en I_{\max} a su vez reduce el valor de I_2 , y, se alcanza un punto en el que los niveles de potencia de salida llegan a un máximo y empiezan a disminuir. Si R_L se incrementa aun más, V_2 también aumenta y, finalmente en la corriente de salida para el segundo armónico se hace notoria una caída en el pico del impulso de corriente, como puede observarse en la Figura 3.5, dónde se muestra el efecto de la magnitud de R_L en la forma del pulso de corriente. Como puede observarse, el pulso de corriente (c) (con R_L grande) tiene una fuerte componente del segundo armónico, sin embargo, esta componente del segundo armónico es relativamente débil ya que la corriente máxima I_{\max} es mucho menor cuando R_L es grande que cuando R_L es óptima. Por el contrario cuando el valor de R_L es pequeño la componente del segundo armónico es despreciable y la corriente es mayor (a).

La eficiencia óptima se consigue para el valor de R_L , que consiga que el pico de corriente del diodo esté empezando a ser comprimido por el efecto del segundo armónico. (b)

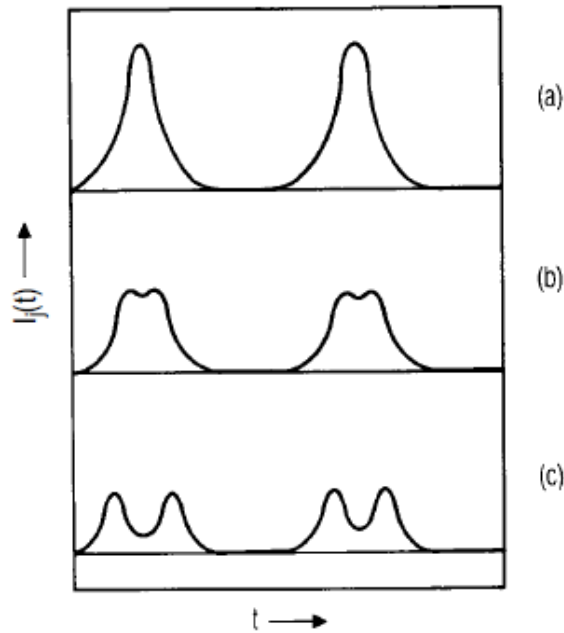


Figura 3.28. Formas de onda de la corriente en el diodo mezclador a) R_L nula; b) R_L óptima; c) R_L superior a la óptima [9].

Con el fin de diseñar un multiplicador, necesitamos determinar la resistencia de entrada en f_1 , la resistencia óptima de carga a la salida, R_L y la potencia de salida como una función de la potencia de entrada.

La impedancia R_j , es el cociente entre el voltaje a la frecuencia fundamental y la corriente en la unión como puede verse en la Ecuación 3.12.

$$R_j = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_s}{I_{\max}} \quad (3.12)$$

Si se calcula la impedancia de entrada del circuito es simplemente la suma la impedancia de la unión anterior y de la resistencia en serie del diodo, que queda representada por la Ecuación 3.13.

$$R_{in} = R_j + R_s \quad (3.13)$$

A la hora de calcular la potencia de entrada tenemos que tener en cuenta que es igual a la suma de la potencia real de la unión más la potencia disipada en R_s , como aparece en la Ecuación 3.14.

$$P_{in} \cong \frac{1}{2} V_1 I_1 + \frac{1}{2} I_1^2 R_s \quad (3.14)$$

CAPÍTULO 3: CIRCUITOS DOBLADORES DE FRECUENCIA

Como ya se ha explicado, la eficiencia en un multiplicador resistivo es muy pequeña, ya que la mayor parte de la potencia de entrada se disipa en la unión del diodo y en su resistencia en serie a la frecuencia fundamental, y muy poca se convierte en armónicos, es decir, prácticamente toda la potencia de entrada se disipa en el diodo. Cuando la entrada al circuito se encuentra adaptada, la potencia disponible de la fuente es igual a la potencia de entrada, P_{in} , del circuito

Sabiendo que la eficiencia de conversión máxima de un doblador resistivo es de sólo 0.133, ó -8,8 dB, los dobladores de diodo resistivos prácticos por lo general tienen pérdidas de conversión de al menos 9 ó 10 dB, para buscar una buena potencia de entrada al circuito doblador, hay que saber que un diodo Schottky tiene una resistencia térmica de aproximadamente 2000 ° C por vatio. Por ejemplo, si se quiere limitar el aumento de temperatura en la unión en aproximadamente 50 ° C, la disipación de la energía no puede exceder de 0.025W, o 14 dBm.

Por lo tanto, lo normal es elegir una potencia de entrada nominal de aproximadamente 10 dBm, para permitir los efectos de la variación de la potencia en el rango de frecuencias de entrada, cambios en la temperatura ambiente, y en la corriente continua de polarización, que provocan también cambios en la eficiencia.

Ahora, para calcular la potencia de salida y por tanto la tensión de salida, se aplican las leyes de Kirchoff a la malla de salida del circuito anterior y se obtiene la Ecuación 3.15.

$$V_2 = V_1 - I_{\max} R_S \quad (3.15)$$

La característica exponencial I/V del diodo causa que la corriente sea muy sensible al voltaje aplicado a la unión. El valor de V_2 anterior no es exacto ya que, V_1 es una aproximación y V_2 se determina sólo en un único instante, en el pico del ciclo de excitación.

La impedancia de carga se muestra en la Ecuación 3.16.

$$R_L = \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_1 - I_{\max} R_S}{I_2} \quad (3.16)$$

La potencia de salida será entonces expresada por la Ecuación 3.17.

$$P_L = \frac{1}{2} I_2^2 R_L \quad (3.17)$$

La ganancia disponible máxima de conversión, $G_{\text{disp,max}}$, se obtiene a partir de la Ecuación 3.18, siempre y cuando haya adaptación a la entrada.

$$G_{dispmax} = \left. \frac{P_L}{P_{disp}} \right|_{input-match} \quad (3.18)$$

Tras el análisis teórico del análisis de circuitos multiplicadores de frecuencia, se detallarán los pasos a seguir a la hora de diseñar circuitos dobladores resistivos de frecuencia implementados en tecnología Microstrip para frecuencias milimétricas.

Para conseguir un buen diseño del circuito doblador, la potencia de entrada debe acoplarse de manera eficiente a la unión del diodo, y así minimizar las pérdidas. Si buscamos una eficiencia óptima se requiere:

- Seleccionar un diodo adecuado para la frecuencia y el nivel de potencia del multiplicador.
- Usar un diodo que tenga una baja resistencia en serie para minimizar pérdidas.
- Adaptar las impedancias de entrada y de salida.

En este caso trabajaremos con una señal de entrada al circuito de frecuencia $f_{in} = f_0 = 15\text{GHz}$ y cuya señal de salida será de una frecuencia $2f_0 = 30\text{GHz}$, que corresponde al segundo armónico de la señal de entrada generada en el diodo Schottky.

Se diseñarán dos circuitos multiplicadores distintos con diodos Schottky distintos: MA4E1317 y DBE105. Ambos diodos han sido estudiados y caracterizados en el capítulo 2. Al igual que en la caracterización, ambos diodos se han modelado dentro del circuito multiplicador, según su modelo no lineal tipo SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), cuyos parámetros se introducen directamente en el elemento no lineal SDIODE de Microwave Office®.

A continuación se explicarán brevemente conceptos importantes para el entendimiento del diseño, simulación y análisis que se realizará de los circuitos multiplicadores.

3.3.1 Conceptos importantes

- **Líneas de transmisión: Tecnología Microstrip**

Una línea de transmisión se define básicamente como un medio o guía por donde viajan ondas electromagnéticas que contienen la información que se desea transmitir [17].

CAPÍTULO 3: CIRCUITOS DOBLADORES DE FRECUENCIA

Las líneas Microstrip son líneas de transmisión planas muy usadas en aplicaciones de microondas, debido a su simple proceso de fabricación y a su fácil integración con otros dispositivos pasivos o activos.

La estructura general de una línea de microtira se muestra en la Figura 3.6. Una línea conductora de ancho w y grosor t , el cual se coloca en la parte superior de un sustrato dieléctrico, que posee una constante dieléctrica relativa ϵ_r y un grosor h .

En la parte inferior del sustrato existe una placa conductora que se usa como plano de tierra.

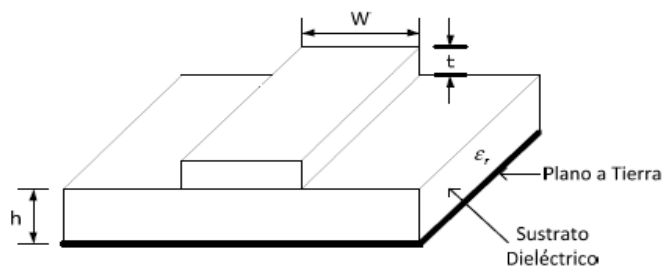


Figura 3.29. Estructura y dimensiones de una línea de transmisión Microstrip [17].

El campo electromagnético se extiende a través de dos medios distintos, el aire que se encuentra sobre la línea y el dieléctrico debajo de la misma, todo ello se muestra en la Figura 3.7.

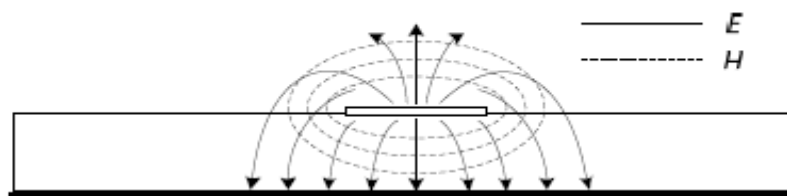


Figura 3.30. Distribución del campo magnético en una línea de transmisión Microstrip [17].

Debido a esta característica este tipo de líneas no soportan una onda TEM pura, la cual únicamente tiene componentes electromagnéticas transversales a la dirección de propagación, y su velocidad de propagación depende sólo de las propiedades del material, es decir de la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética.

En el caso de la línea Microstrip, el cambio de medio produce que las componentes longitudinales de campo electromagnético no se anulen y que la velocidad de propagación dependa tanto de las propiedades del material como de sus dimensiones físicas.

3.3. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO DOBLADOR DE FRECUENCIA RESISTIVO

Por tanto, los campos en una línea microstrip presentan un comportamiento de onda híbrida TM-TE y su análisis resulta muy complejo, pero en la práctica el grosor del sustrato dieléctrico h es pequeño en comparación al largo de la longitud de onda de la frecuencia de operación. La componente longitudinal del modo dominante es mucho más pequeña que la componente transversal y por lo tanto dicho modo se comporta y se aproxima a un modo TEM y es llamado una aproximación cuasi-TEM.

En cuanto al tipo de sustrato se ha seleccionado para este trabajo el RT/Duroid® 5880 del fabricante ROGERS Corporation. Un compuesto de teflón (PTFE) reforzado con microfibra de vidrio. Su constante dieléctrica es uniforme en un gran rango de frecuencias y tiene un bajo factor de pérdidas que permite su uso en aplicaciones de la banda de milimétricas [20].

Las características más importantes del sustrato usado en el circuito doblador son las siguientes:

- Espesor del dieléctrico: $h = 0.127\text{mm}$.
- Permitividad relativa: $\epsilon_r = 2.2$.
- Factor de pérdidas: $\tan\delta = 0.0009$.

• Parámetros S

A altas frecuencias (de 3 a 300 GHz), la longitud de onda de la señal es muy pequeña, tanto que es comparable al tamaño de los componentes circuitales. Por ello, en ese caso, trabajar con tensiones y corrientes como en el caso de las leyes de Kirchoff es difícil, ya que no es posible hacer cortocircuitos ni circuitos abiertos estables dependiendo de la frecuencia en la que estemos.

Por eso se utilizan los parámetros S o parámetros de dispersión, parámetros muy usados en el ámbito de los circuitos de microondas, los cuales relacionan las ondas de voltajes incidentes en los puertos con las que son reflejadas por ellos.

Si planteamos el caso general de una red de N puertos donde la amplitud del voltaje de la onda incidente en el puerto n es V_n^+ y la amplitud del voltaje de la onda reflejada en el puerto n es V_n^- , la matriz S queda definida en función de estos voltajes, y se presenta en la Ecuación 3.17.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

CAPÍTULO 3: CIRCUITOS DOBLADORES DE FRECUENCIA

Como puede observarse de la Ecuación 3.18, S_{ij} queda determinada cuando incide en el puerto j una onda de voltaje V_j^+ y se mide la onda reflejada del puerto i con amplitud V_i^- .

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad (3.18)$$

En el diseño de circuitos se busca que las ondas incidentes de todos los puertos, excepto el j -ésimo, deben ser nulos, es decir, que todos los puertos deben terminar con cargas adaptadas para evitar reflexiones.

La potencia se obtiene en función de las señales entrantes o incidentes a y salientes o reflejadas b del sistema y de la impedancia característica de la línea de transmisión Z_0 , las cuales se muestran en las Ecuaciones 3.19 y 3.20.

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_0}}, V_n^+ = V_n + I_n Z_0 \quad (3.19)$$

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_0}}, V_n^- = V_n - I_n Z_0 \quad (3.20)$$

Si se calcula el cuadrado del módulo de ambas señales, se obtendría la potencia.

Suponiendo un circuito de dos puertos como los que se van a estudiar en este trabajo, se pueden relacionar las potencias incidentes y reflejadas a través de los parámetros S mediante las Ecuaciones 3.21 y 3.22.

$$b_1 = a_1 S_{11} + a_2 S_{12} \quad (3.21)$$

$$b_2 = a_1 S_{21} + a_2 S_{22} \quad (3.22)$$

En la Figura 3.8, se muestra un esquema de un circuito con dos puertos con sus correspondientes ondas de potencia incidentes y reflejadas:

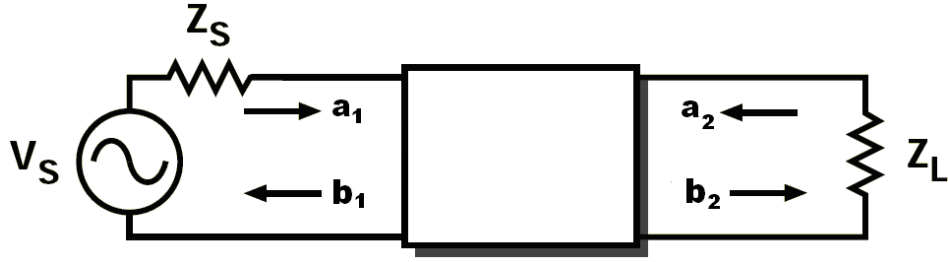


Figura 3.31. Representación de las ondas de potencia incidentes y reflejadas en un circuito de dos puertos.

A continuación se explica detalladamente el significado de los distintos parámetros S:

- S_{11} es el coeficiente de reflexión a la entrada, con la salida terminada en carga adaptada, es decir, $Z_L = Z_0$ (la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea). Si la carga no está adaptada, la definición del coeficiente de reflexión a la salida se representa mediante las Ecuaciones 3.23 y 3.24.

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.23)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.24)$$

Donde Γ_{in} como el coeficiente de reflexión a la entrada y Γ_L como el coeficiente de reflexión de la carga.

- S_{22} es el coeficiente de reflexión a la salida con la entrada terminada en carga adaptada, es decir, $Z_S = Z_0$ (la impedancia de fuente es igual a la impedancia característica de la línea). Si la carga no está adaptada, la definición del coeficiente de reflexión a la entrada queda representada por las Ecuaciones 3.25 y 3.26.

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (3.25)$$

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad (3.26)$$

Donde Γ_{out} como el coeficiente de reflexión a la salida y Γ_s como el coeficiente de reflexión de la fuente.

- S_{12} es la ganancia de transmisión directa con la salida terminada en carga adaptada. Indica la amplificación de la red en sentido directo.
- S_{21} es la ganancia de transmisión inversa, con la entrada terminada en carga adaptada. Indica la amplificación de la red en sentido inverso.

• Análisis LOAD-PULL

Una forma directa de analizar un circuito de microondas, como por ejemplo un multiplicador o un amplificador, es construir en una carta de Smith los contornos de sus impedancias de carga [19] y [9].

Estos contornos aproximadamente circulares, se pueden utilizar para seleccionar una impedancia de carga de salida que represente la mejor compensación de ganancia, es decir, la máxima potencia de salida, como puede observarse en la Figura 3.9.

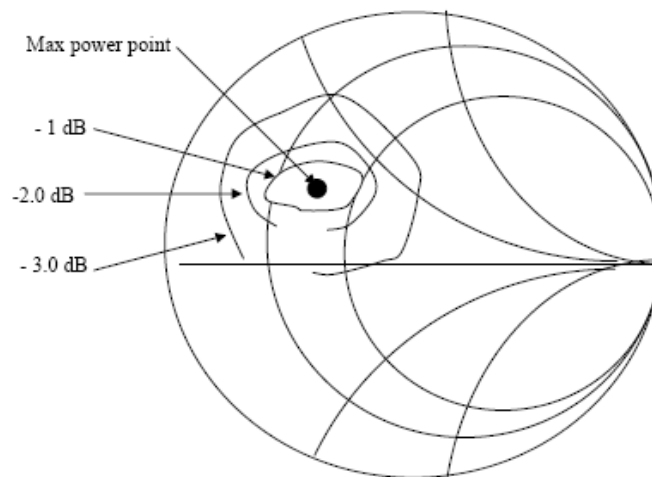


Figura 3.32. Ejemplo de los contornos en una simulación Load-Pull [19].

El dispositivo bajo análisis opera de acuerdo a dos impedancias, una de entrada y otro de salida. Por ello, el procedimiento general es situar entre estas impedancias dos sintonizadores, uno de entrada y otro de salida. Los contornos se generan empíricamente mediante la conexión de varias cargas y mediante la medición de la ganancia y la potencia de salida en cada valor de impedancia de carga.

3.3. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CIRCUITO DOBLADOR DE FRECUENCIA RESISTIVO

La función del sintonizador de entrada es la de ajustar la adaptación de modo que la potencia de entrada sea siempre constante, incluso cuando se ajusta la impedancia de salida y el sintonizador de salida. Las impedancias de salida se cambian y el sintonizador de entrada se ajusta para proporcionar una adaptación conjugada y por lo tanto la potencia de entrada constante. Esto se repite tantas veces como sea posible y para cada punto de potencia de salida constante, lo que genera un conjunto de círculos que representan las impedancias que proporcionan esa potencia.

Los contornos Load-Pull son útiles en la determinación de la impedancia real que un dispositivo debe ver, es decir, en nuestro caso se busca calcular el valor óptimo del coeficiente de reflexión de la impedancia a la salida, que produce la máxima tasa de transferencia de potencia en el circuito doblador. Este valor óptimo será utilizado a la hora de diseñar la antena emisora, para que tanto el circuito doblador como la antena estén perfectamente adaptados y se produzcan las mínimas pérdidas posibles.

También pueden ser útiles para predecir gráficamente lo que va a suceder cuando se producen cambios en el valor de la carga óptima debido a la existencia de anomalías, es una valiosa ayuda tanto en el diseño como en la evaluación de los circuitos.

Los sistemas de Load-Pull modernos han desarrollado, sistemas de "armónicos Load-Pull" que sirven para el ajuste armónico además de para la frecuencia fundamental, lo cual inicialmente no era posible.

3.4 Doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317

En este apartado se mostrarán las simulaciones para un doblador de frecuencia de entrada 15GHz y una frecuencia de salida será dos veces la frecuencia de entrada, en este caso, 30Ghz. El Diodon utilizado en este caso será el MA4E1317 utilizando el mismo modelo y con lo mismos parámetros que se usaron para su caracterización.

Se realizarán dos simulaciones, primero con líneas de transmisión ideales y después con líneas de transmisión Microstrip. En cuanto a la potencia disponible a la entrada, teniendo en cuenta lo anteriormente mencionado, se ha escogido un valor de $P_{in} = 10$ dBm.

3.4.1 Simulación con líneas de transmisión ideales

Primero, se ha diseñado un circuito doblador siguiendo el esquema típico de dobladores y utilizando líneas de tipo TLIN, que simulan una línea de transmisión ideal y sin pérdidas. El esquemático de dicho circuito se muestra en la Figura 3.10.

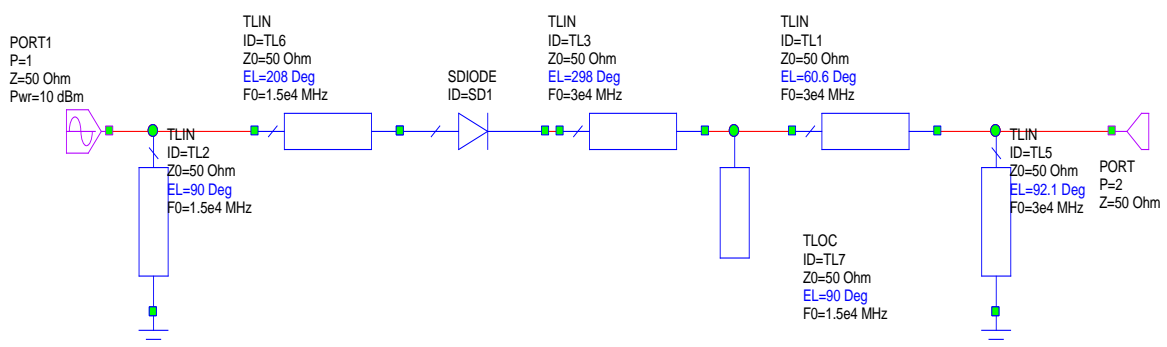


Figura 3.33. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión ideales.

Como puede verse se compone de tres stub, dos en cortocircuito y uno en circuito abierto. El primer stub de longitud $\lambda/4$ (90°) a 15 GHz acabado en cortocircuito representa un circuito abierto a la frecuencia fundamental f_0 , evitando de esta forma que afecte la polarización del circuito. El siguiente stub, colocado a la salida y terminado en circuito

3.4. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO MA4E1317

abierto con longitud $\lambda/4$ (90°), presenta un corto a 15 GHz aislando y evitando que se cuele potencia del primer armónico en la salida del circuito. El último stub, también longitud $\lambda/4$ (90°) a dos veces la frecuencia fundamental $2f_0$ y terminado en cortocircuito, provoca un circuito abierto a 30 GHz a la salida.

A la hora de alimentar el doblador con una potencia de entrada se ha empleado el puerto del tipo “Balance Armónico”, en el cual simplemente se especifica la frecuencia de entrada (15GHz) y la potencia de excitación, que como ya se ha comentado se ha elegido el valor de 10 dBm. Sin embargo, el puerto de salida es de tipo lineal.

Las longitudes eléctricas de los tramos de línea se han calculado mediante la herramienta Tune de Microwave Office, buscando mejorar la adaptación del circuito y aumentar la potencia transferida.

Para poder expresar la adaptación de este circuito debe realizarse en condiciones de gran señal, y como también se trata de un circuito no lineal es necesario utilizar unos parámetros S especiales del tipo LSSnm (Large Signal S-Parameter at Harmonic).

Si queremos obtener la adaptación a la entrada del circuito se debería calcular el parámetro LSSnm (Port_1, Port_1, 1, 1), es decir, hay que fijar el puerto origen y el puerto destino como el puerto uno, pero como además permite la selección de la frecuencia de los armónicos tanto para el puerto origen como para el destino, se tendrá en cuenta en este caso, solo el primer armónico.

Sin embargo, si ahora queremos obtener las pérdidas originadas en el circuito al duplicar la frecuencia debemos calcular el parámetro LSSnm (Port_2, Port_1, 2, 1) se ha de relacionar la señal de salida en el puerto 2 (a la frecuencia $2f_0$) con la de entrada en el puerto 1 (a frecuencia f_0). Lo cual se consigue fijando el puerto origen como el puerto 1, el puerto destino como el puerto 2, el armónico origen como el primero y el armónico destino como el segundo armónico.

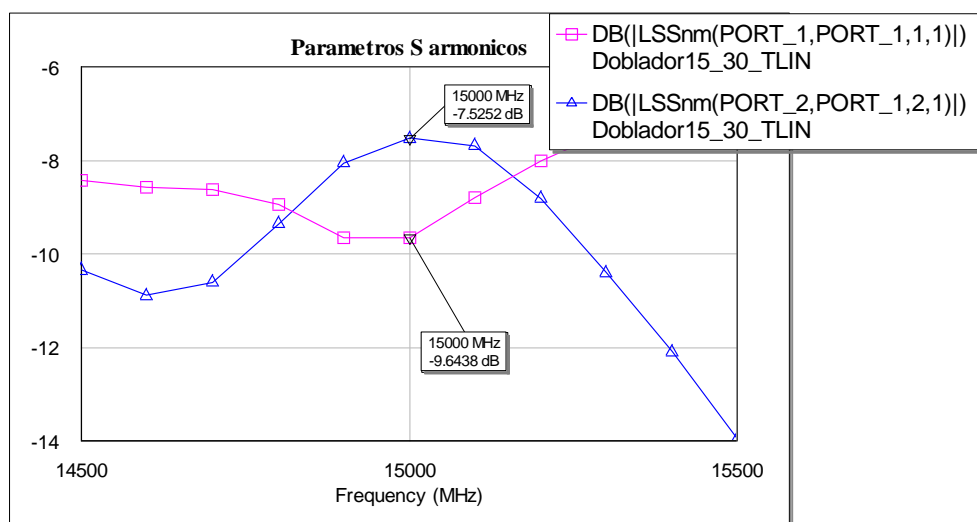


Figura 3.34. Adaptación a la entrada y pérdidas de conversión del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión ideales.

CAPÍTULO 3: CIRCUITOS DOBLADORES DE FRECUENCIA

En la Figura 3.11 se muestra la adaptación a la entrada del circuito doblador y las pérdidas de conversión. Se puede observar que la adaptación de entrada tiene un valor aproximado de -9,6 dB, el cual no es un valor demasiado bajo, pero tratándose de circuitos activos este nivel de adaptación es válido en la siguiente simulación se modifica dicha estructura añadiendo más líneas de transmisión buscando una mejor adaptación del circuito a la entrada.

En cuanto a las pérdidas de conversión obtenidas son de 7.5 dB, bastante buenas, pero hay que tener en cuenta que esta simulación es con líneas de transmisión ideales y sin pérdidas, por lo que se prevé obtener unas pérdidas de conversión algo mayores para el caso de simulación con líneas Microstrip.

En la Figura 3.12 se representa el nivel de potencia de cada uno de los armónicos tanto a la salida del doblador de frecuencia como a la entrada. Como puede observarse, a la entrada tenemos en torno a 10 dBm en la frecuencia fundamental ($P_{in}=10\text{dBm}$) que comparando la misma frecuencia a la salida vemos como está toma el valor de -306dBm lo que indica que no existe componente de la señal a la frecuencia fundamental a la salida del circuito.

En cuanto al segundo armónico vemos que toma un valor de 3,47dBm a la salida, lo cual comparándolo con la potencia de entrada, decae aproximadamente 7'5 dB lo cual coincide con el valor del parámetro S que expresaba las pérdidas de conversión.

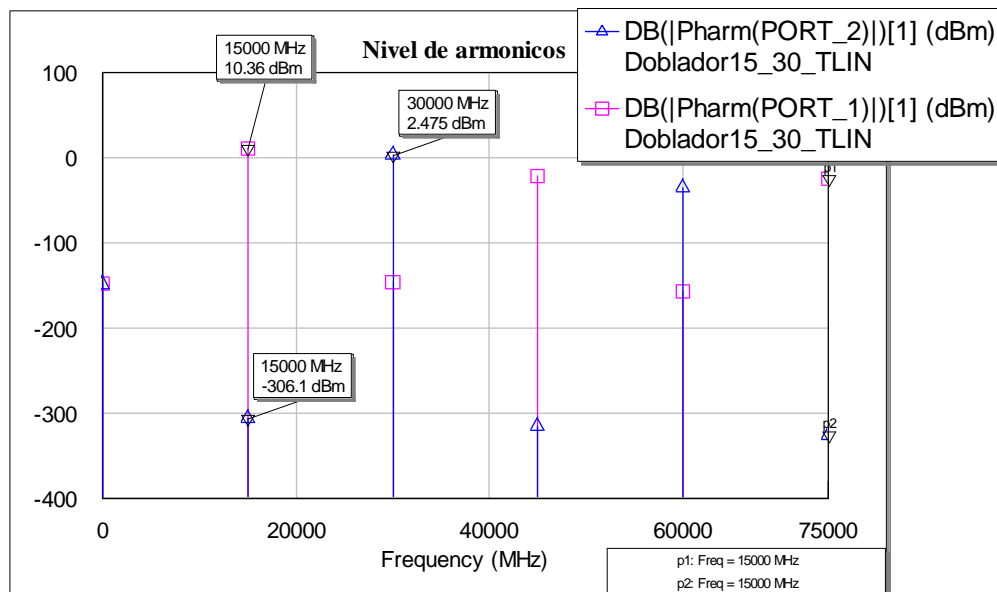


Figura 3.35. Nivel de los armónicos a la entrada y a la salida del doblador de 10 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión ideales.

Por último, se muestra dos gráficas que expresan el voltaje (Figura 3.13) y la corriente (Figura 3.14) en función del tiempo, tanto a la entrada como a la salida del circuito.

3.4. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO MA4E1317

Se puede observar que en ambas gráficas la señal de salida (color rosa) duplica en frecuencia a la señal de entrada (color azul) y además se ve atenuada respecto a la misma por las pérdidas de conversión del circuito.

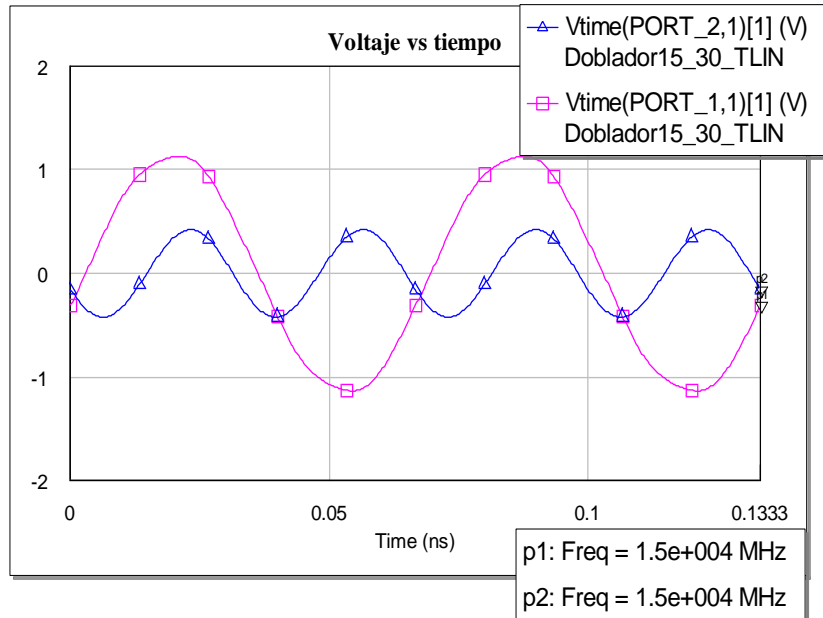


Figura 3.36. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión ideales.

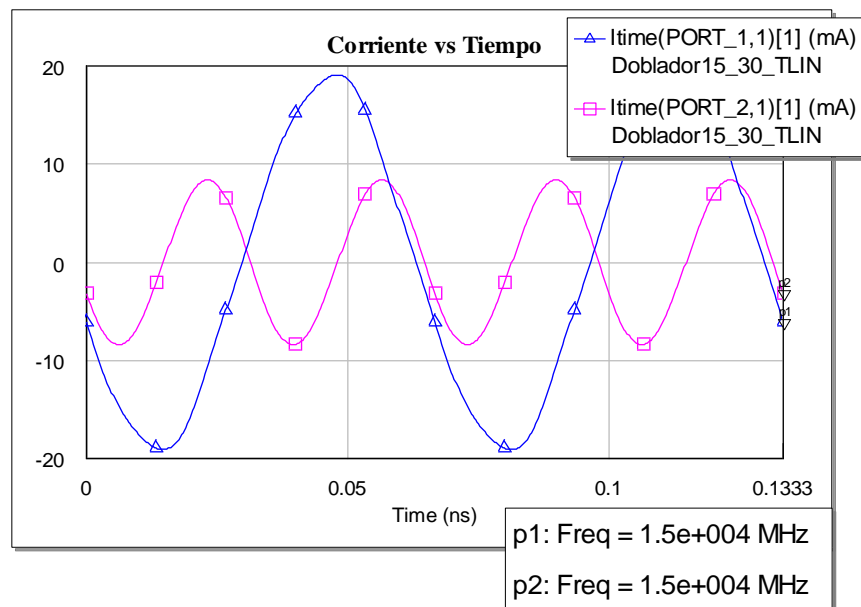


Figura 3.37. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión ideales.

3.4.2 Simulación con líneas de transmisión Microstrip

En esta simulación se utilizan líneas Microstrip reales con pérdidas y se añaden las uniones correspondientes para adaptar las distintas anchuras de los tramos de línea.

Para el diseño del circuito doblador se ha elegido el sustrato Duroid 5880 del fabricante Rogers, Cuyos parámetros sacados de la hoja de características se muestran en la Tabla 3.1 y son utilizados en la simulación del sustrato para las líneas de transmisión mediante Microwave Office como puede verse en la Figura 3.15.

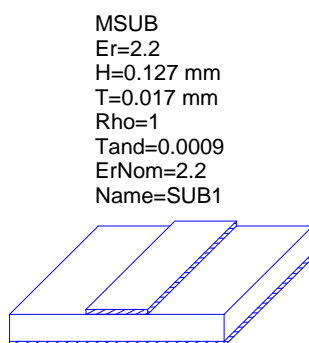


Figura 3.38. Elemento en la simulación del circuito mediante Microwave Office que representa el sustrato de las líneas de transmisión Microstrip.

Sustrato	H(mm)	T(μ m)	Tan δ	ϵ_r
RT/Duroid 5880	0.127	17	0.0009	2.2 \pm 0.02

Tabla 3.4 Parámetros del sustrato Duroid 5880.

Como se puede observar el esquemático del doblador de 15 a 30 GHz realizado con líneas de transmisión Microstrip de la Figura 3.16 difiere del caso con líneas de transmisión ideales no solo porque se han añadido las uniones para adaptar en ancho de las líneas, sino porque se han añadido más líneas de transmisión que facilitan la fabricación del circuito y además se ha eliminado el stub en cortocircuito a la salida que filtraba el segundo armónico para conseguir una máxima adaptación, eso sí, consiguiendo que el primer armónico esté bastante atenuado a la salida a pesar de la ausencia del stub, como veremos a continuación en las gráficas.

Las anchuras w de los distintos tramos de línea se han obtenido utilizando la herramienta TXLine de Microwave Office utilizando los parámetros del sustrato, y teniendo en cuenta

3.4. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO MA4E1317

que la impedancia $Z_0 = 50\Omega$ y la frecuencia de trabajo es de 15Ghz antes del diodo y 30Ghz tras el diodo.

En este caso se ha utilizado la herramienta Optimizar Goals para optimizar las longitudes de las líneas, poniendo unas cotas a las que se acerca lo máximo posible jugando con las longitudes de las líneas. En este caso se fijaron dos cotas, una para la adaptación de entrada de -25dBm y otra para las pérdidas de conversión de 7dBm. Después para retocar y conseguir mejores resultados, algunos longitudes de línea se han modificado levemente con la herramienta Tune.

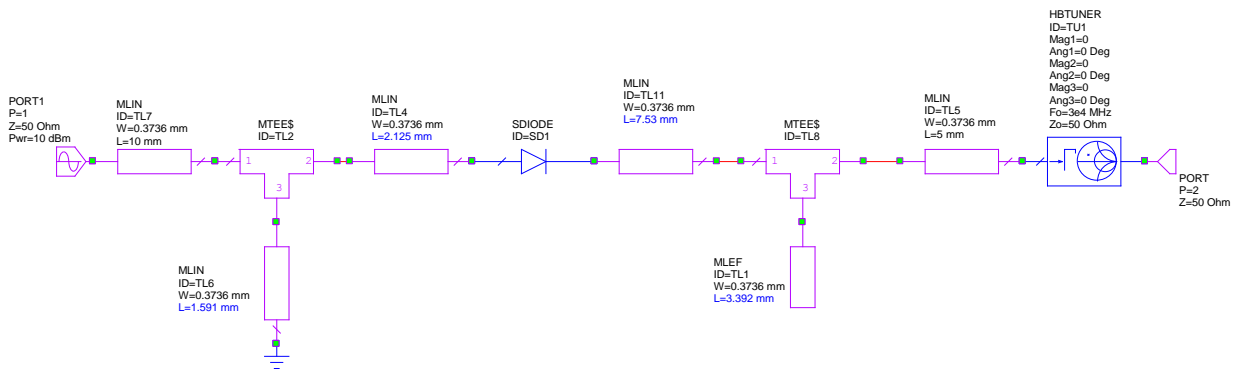


Figura 3.39. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

Al igual que en el caso anterior, los parámetros S bajo las condiciones de gran señal se muestran en la Figura 3.17, en la cual aparecen tres tipos de parámetros S. Los dos primeros, como en el caso de las líneas ideales, representan la adaptación a la entrada y las pérdidas de conversión, y se añade un nuevo parámetro para verificar el aislamiento de la señal a la frecuencia fundamental a la salida del circuito, para el cual se utilizará el parámetro $LSS_{nm}(\text{Port}_2, \text{Port}_1, 1, 1)$, donde se fija el puerto origen al puerto 1, el puerto destino al puerto 2, el armónico en el puerto origen será el primero al igual que en el puerto destino ya que no fijamos solo en cuanto señal a la frecuencia f_0 tenemos a la salida.

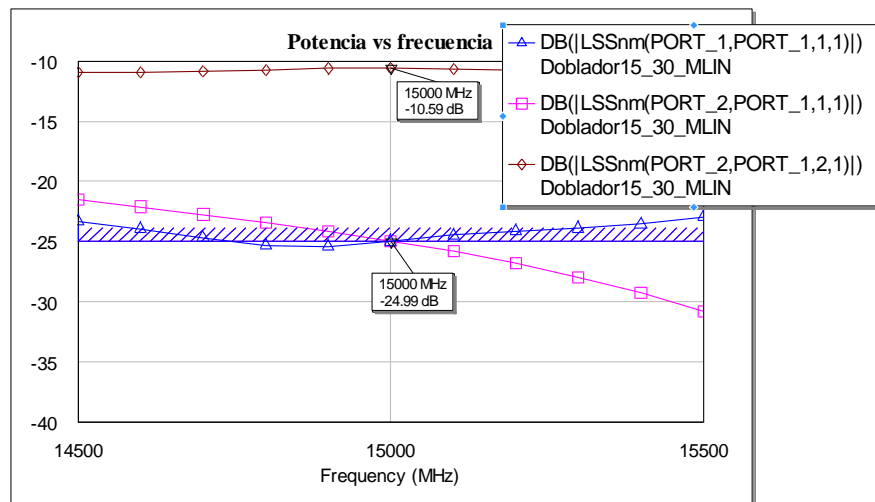


Figura 3.40. Adaptación a la entrada, pérdidas de conversión y aislamiento de la señal a la frecuencia fundamental a la salida doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

Analizando la grafica, vemos que la adaptación a la entrada presenta un nivel cercano a -25 dB, por lo que se considera que está bastante adaptado a la entrada. En cuanto a las pérdidas de conversión del doblador de frecuencia vemos que se obtiene en este caso un valor orden de 10dB, como se esperaba algo superior al caso con líneas de transmisión ideales. Y por último si nos fijamos en el nuevo parámetro que representa el aislamiento de la señal f_0 a la salida vemos que se obtiene aproximadamente el mismo valor que para la adaptación de entrada.

Si queremos obtener el nivel de potencia de los dos primeros armónicos tanto a la salida del doblador de frecuencia como a la entrada, hay que observar la Figura 3.18.

A la entrada se tiene el primer armónico de 10dB (Pin) que comprándolo con la salida se ve que decae 25dB de amplitud (el mismo resultados que observábamos en la gráfica de los parámetros S), por lo que se considera aislado a la salida. En cuanto al segundo armónico a la salida vemos que alcanza un valor de -0.5dBm, es decir que decae aproximadamente 10.5dB de la señal de entrada (pérdida de conversión que coincide con el valor de su correspondiente parámetro S)

3.4. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO MA4E1317

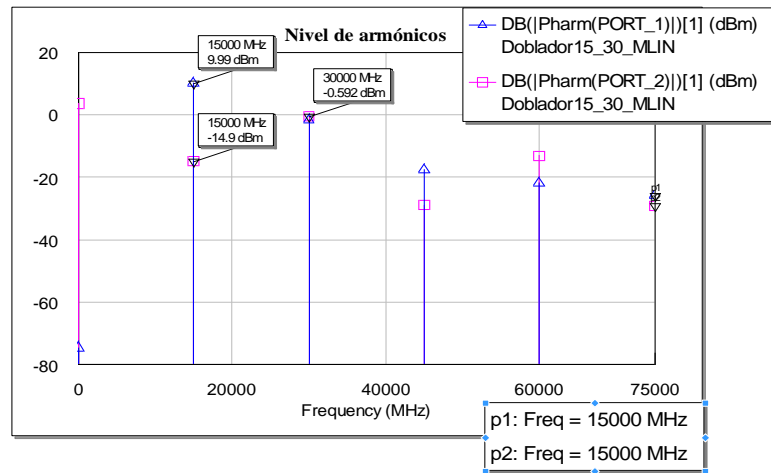


Figura 3.41. Nivel de los armónicos a la entrada y a la salida del doblador de 10 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

A continuación se muestra dos gráficas que expresan el voltaje (Figura 3.19) y la corriente (Figura 3.20) en función del tiempo, tanto a la entrada como a la salida del circuito doblador.

Podemos observar en ambas gráficas que la señal de salida (color rosa) duplica en frecuencia a la señal de entrada (color azul) y además se ve atenuada respecto a la misma por las pérdidas de conversión del circuito. Se puede detectar también en la señal de salida un nivel de continua y un desfase con respecto a la señal de entrada, ya que como puede observarse en la Figura 3.18 que muestra los niveles de potencia puede verse que algo de potencia a frecuencia 0 se cuela por el puerto 2, algo que se solucionará en el siguiente apartado.

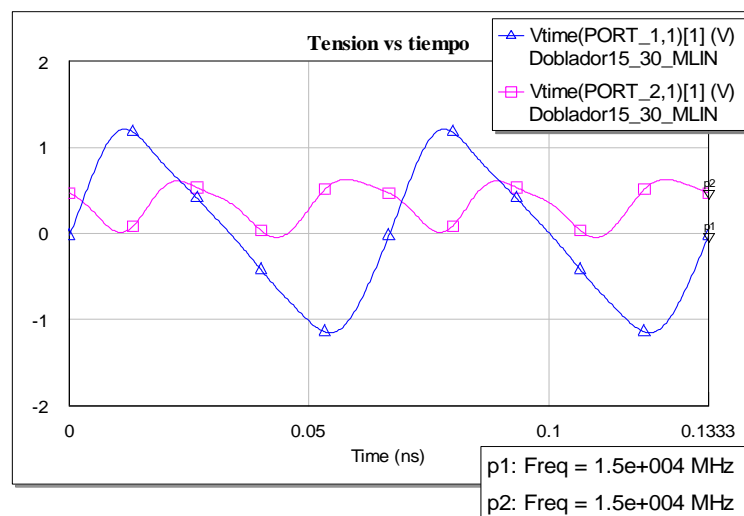


Figura 3.42. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión reales.

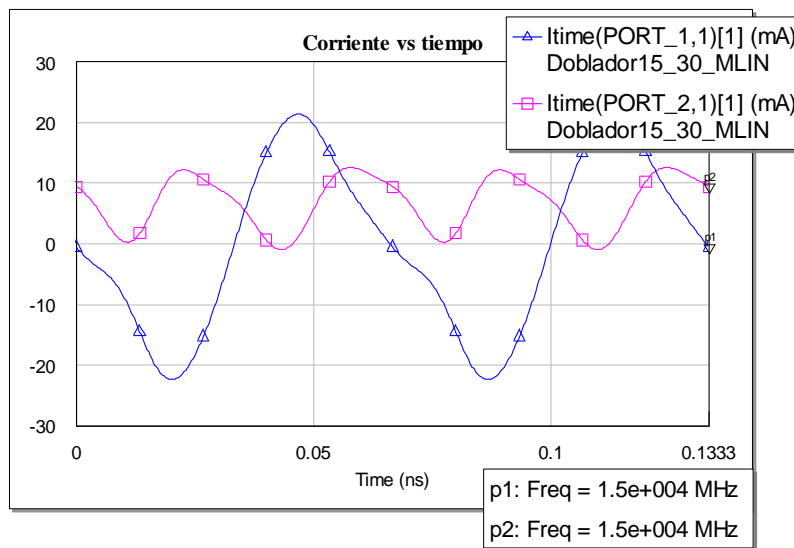


Figura 3.43. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 realizado con líneas de transmisión reales.

Como último paso es necesario realizar un análisis Load-Pull. Para llevar a cabo este tipo de análisis hay que añadir al circuito un componente especial, HBTUNER (Harmonic Balance Lossless Tuner) antes del puerto de salida, ya que se trata del diseño de un circuito transmisor.

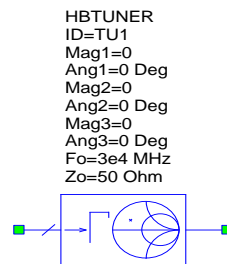


Figura 3.44. Elemento HBTUNER necesario en la simulación Load-Pull que transforma la impedancia vista en el puerto 2 por la impedancia vista en el puerto 1.

Dicho elemento que puede observarse en la Figura 3.21, depende de la frecuencia de trabajo, y de la impedancia Z_0 . Su objetivo consiste en transformar la impedancia vista en el puerto 2 a la impedancia vista en el puerto 1, la cual se define fijando el módulo y la fase del coeficiente de reflexión, con la posibilidad de hacerlo tanto para la frecuencia fundamental como para el segundo o el tercer armónico.

En el esquemático de la Figura 3.16, se ve que se ha colocado el HBTUNER para la frecuencia de salida (30GHz), con un valor de Z_0 de 50Ω y con todos los valores a 0 tanto

3.4. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO MA4E1317

el modulo como la fase del coeficiente de reflexión para los tres primeros armónicos, por lo que funciona como circuito abierto (nada se refleja) y no representa pérdidas.

Una vez colocado el elemento en el circuito se configura como condición la máxima transferencia de potencia (LSSnm(Port_2, Port_1, 2, 1)), se simula y al hacerlo se crea un fichero de datos con los valores de la impedancia medida en todos los puntos de simulación seleccionados. Como ya se ha explicado en la sección anterior este tipo de análisis se utiliza para optimizar la potencia de salida.

A partir de los datos obtenidos, se crea un gráfico en la carta de Smith dónde se representa curvas de impedancia para una potencia indicada (p1...p11), dicha gráfica se conoce por LPCS (Load Pull Contours Simulated). Es muy importante quedarse con el valor LPCSmax que representa el punto de impedancia óptimo a la salida ($2f_0$) para el que se produce la máxima transferencia de potencia.

Si se observa la gráfica de la Figura 3.22, pueden verse los contornos anteriormente comentados y los valores de potencia para dichas curvas de impedancia. El máximo nivel de potencia viene dado por el valor LPCmax que como puede verse tiene como módulo 0.3536 y como fase 171.9° de coeficiente de reflexión, es decir, una impedancia normalizada de:

$$Z = 23.97 + j 2.74 \Omega$$

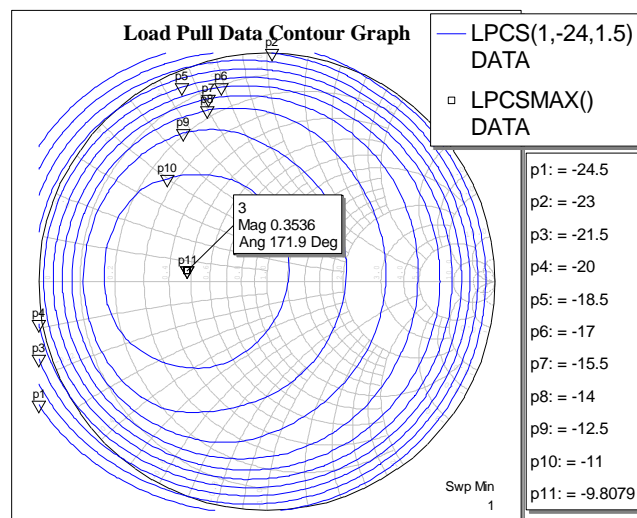


Figura 3.45. Gráfico de contorno Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo MA4E1317.

Para finalizar, el valor obtenido de coeficiente de reflexión se coloca en módulo y fase para la frecuencia fundamental en el HBTUNER y se vuelve a ejecutar para obtener los resultados del circuito simulando que tenemos a la salida dicha impedancia (la cual nos servirá en el apartado siguiente para calcular la impedancia de la antena del circuito doblador).

Tras esto se produce una pequeña modificación en los resultados. Como puede verse en la Figura 3.23 los valores se ven ligeramente modificados mejorando los de la gráfica representada en la Figura 3.18 tanto en potencia transmitida como en el filtrado del primer armónico a la salida.

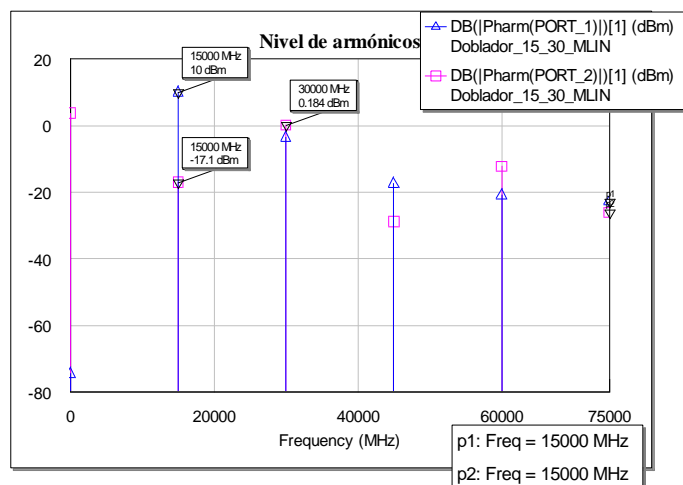


Figura 3.46. Nivel de armónicos tras colocar a la salida la impedancia óptima obtenida mediante la simulación Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo MA4E1317.

3.4.3 Simulación con líneas de transmisión Microstrip y sin DC

Debido a la potencia a frecuencia cero que se obtenía a la salida del doblador en el apartado anterior, se ha procedido a realizar un nuevo diseño para filtrarlo. En este caso, para eliminar el nivel de DC, basta con añadir un stub en cortocircuito a la salida del doblador, como puede verse en el esquemático de la Figura 3.24

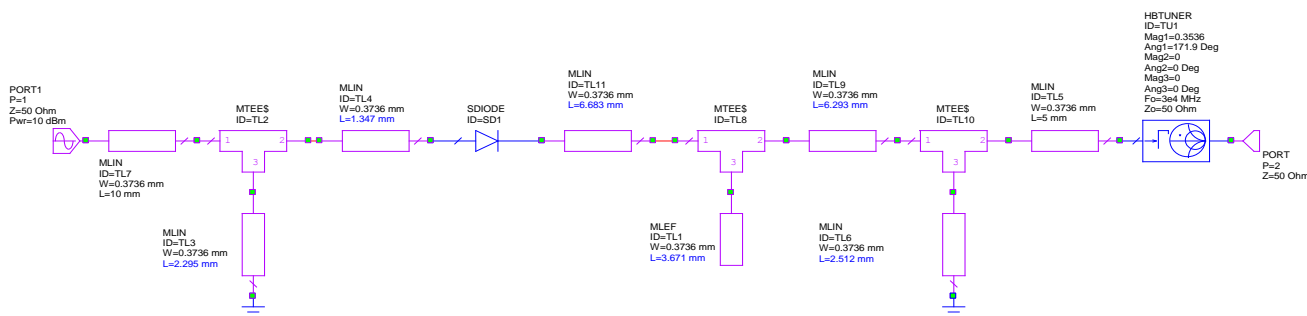


Figura 3.47. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

Al igual que en el caso anterior se ha realizado un primer ajuste mediante la herramienta tuner buscando buenas prestaciones y después se ha realizado el análisis Load-Pull configurando como condición la máxima transferencia de potencia (LSSnm(Port_2, Port_1, 2, 1)).

En la Figura 3.25 se representan las curvas de impedancia para una potencia indicada (p1...p11) y el punto de impedancia óptimo a la frecuencia de salida (30GHz) para el que se produce la máxima transferencia de potencia, que como puede verse tiene como módulo 0.3536 y como fase 171.9° de coeficiente de reflexión.

Dicho valor del coeficiente de reflexión, se introduce antes de realizar la simulación en el elemento HBTUNER, que puede verse a la salida del circuito en el esquemático de la Figura 3.24. De esta forma, se obtienen los resultados del circuito simulando que vemos a su salida dicho coeficiente de reflexión.

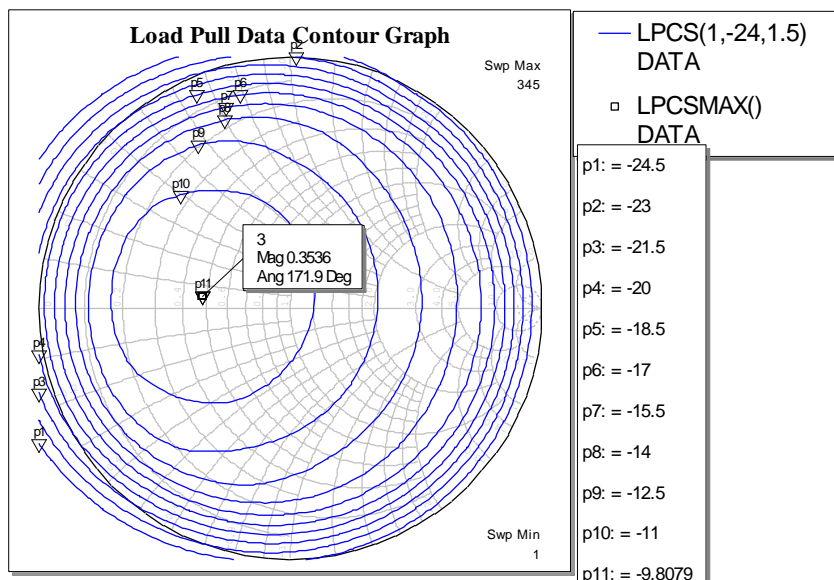


Figura 3.48. Gráfico de contorno Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo MA4E1317 sin DC.

Una vez simulado, las prestaciones obtenidas en cuanto a los parámetros S, se muestran en la Figura 3.26, en la cual aparecen tres tipos de parámetros S: la adaptación a la entrada (color azul), las pérdidas de conversión (color marrón), y el aislamiento de la señal en la frecuencia fundamental a la salida del circuito (color rosa).

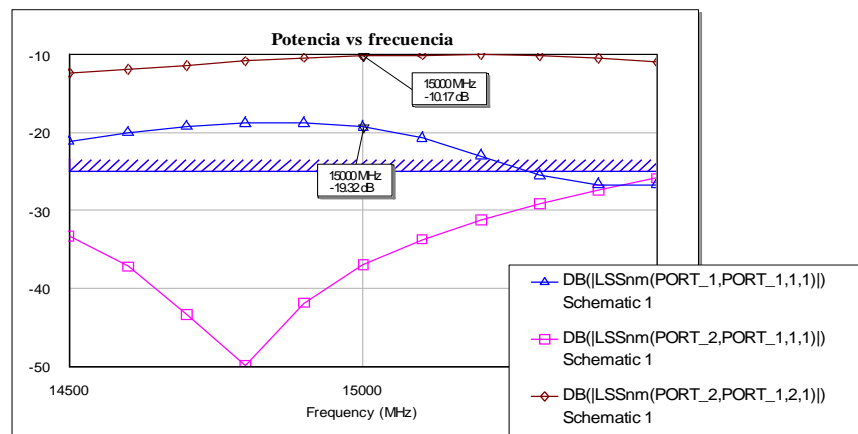


Figura 3.49. Adaptación a la entrada, pérdidas de conversión y aislamiento de la señal a la frecuencia fundamental a la salida doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

En este caso comparándola con las prestaciones del circuito que presentaba un nivel de continua, mejoran algo las pérdidas de conversión pasando de 10,5dB's a 10.17dB's, y el aislamiento del circuito mejora en unos 10dB's, pero sin embargo la adaptación a la entrada empeora unos 5dB's.

La clara mejoría con respecto a este diseño se puede observar en la Figura 3.27, que representa el nivel de potencia de los dos primeros armónicos tanto a la salida del doblador de frecuencia como a la entrada.

Claramente la potencia a frecuencia cero que aparecía en el caso anterior, ahora desaparece, cumpliendo el objetivo del nuevo diseño.

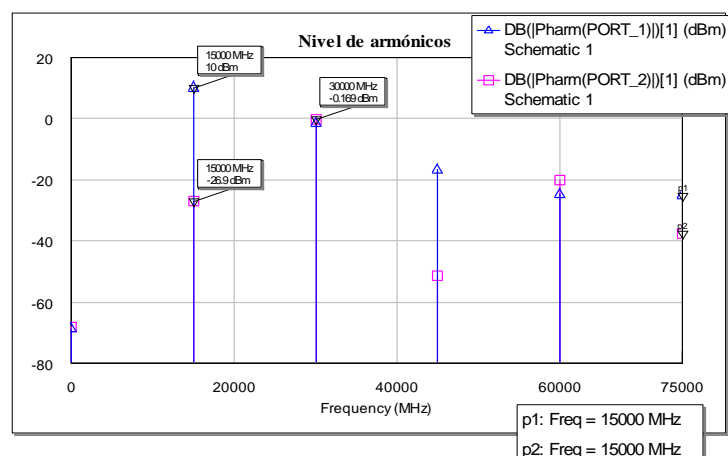


Figura 3.50. Adaptación a la entrada, pérdidas de conversión y aislamiento de la señal a la frecuencia fundamental a la salida doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

3.4. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO MA4E1317

Por último se muestra dos gráficas que expresan el voltaje (Figura 3.28) y la corriente (Figura 3.29) en función del tiempo, tanto a la entrada como a la salida del circuito doblador.

Al igual que en el caso anterior, podemos observar en ambas gráficas que la señal de salida (color rosa) duplica en frecuencia a la señal de entrada (color azul) y se ve atenuada por las pérdidas de conversión del circuito. En este caso puede verse que desaparece el nivel de DC en la señal de salida que aparecía en el diseño anterior.

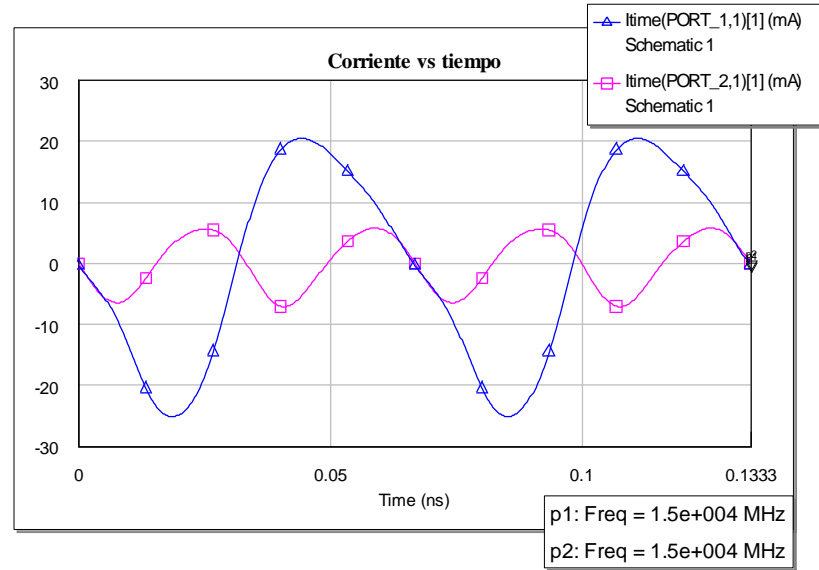


Figura 3.51. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC realizado con líneas de transmisión reales.

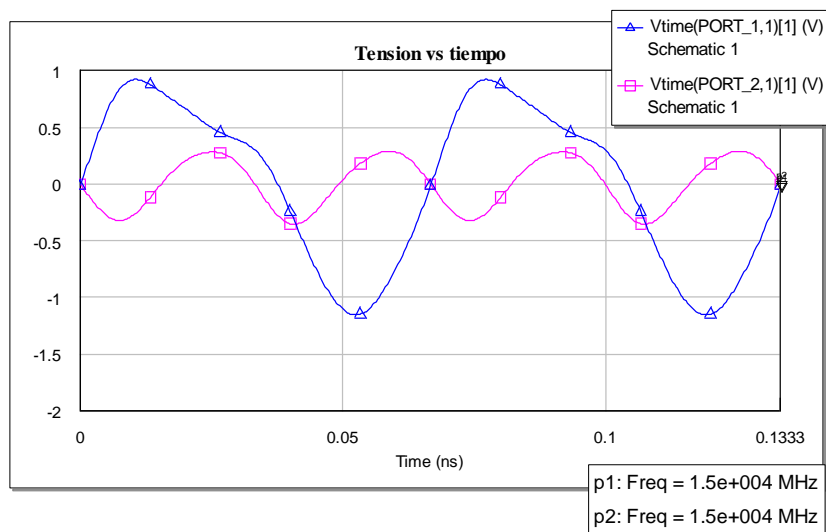


Figura 3.52. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC realizado con líneas de transmisión reales.

3.4.4 Layout y Fabricación

Para la fabricación del circuito es necesario realizar el layout del mismo, donde se representa el esquema básico del doblador, las dimensiones de los elementos y las longitudes de las líneas.

Para realizar el layout, es necesario realizar un modelo del encapsulado del diodo a partir de los datos proporcionados en las hojas de características del fabricante (0.430x0.335) y colocarlo en el lugar adecuado del doblador.

La Figura 3.30 muestra el resultado final del layout correspondiente al doblador de 15 a 30GHz con diodo MA4E1317 y la Figura 3.31 representa el layout del mismo circuito doblador, sólo que diseñado para eliminar el nivel de continua a la salida.

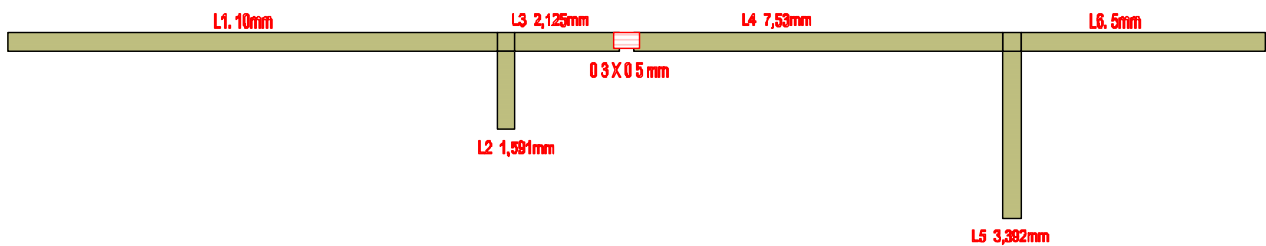


Figura 3.53. Layout del circuito doblador de frecuencia de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317.

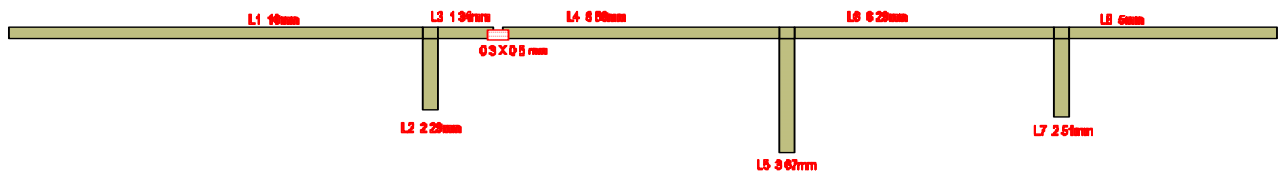


Figura 3.54. Layout del circuito doblador de frecuencia de 15 a 30 GHz con diodo MA4E1317 sin DC.

3.5 Doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A

En este apartado al igual que en el anterior se mostrarán las simulaciones para un doblador de frecuencia fundamental de entrada 15GHz y una frecuencia de salida de 30GHz. El diodo utilizado en este caso será el DBES105A utilizando el mismo modelo y con los mismos parámetros que se usaron para su respectiva caracterización.

3.5.1 Simulación con líneas de transmisión ideales

Como en el caso anterior, primero se diseña el circuito utilizando líneas de tipo TLIN, líneas de transmisión ideal y sin pérdidas. El esquemático de dicho circuito se muestra en la Figura 3.25.

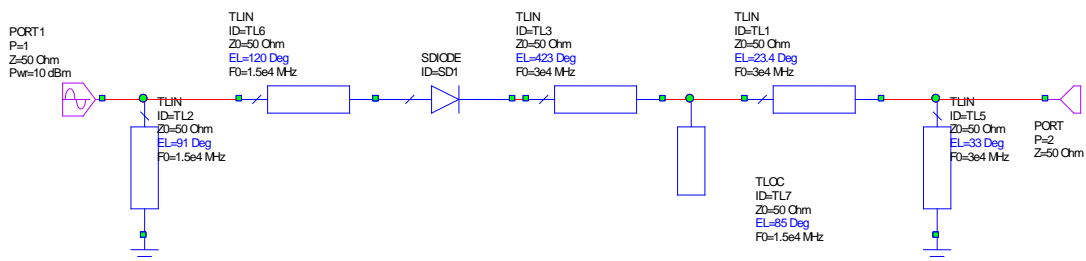


Figura 3.55. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión ideales.

Al igual que en el caso anterior, los parámetros S se muestran en la Figura 3.26. En la cual aparecen los que expresan tanto la adaptación a la entrada como las pérdidas de conversión.

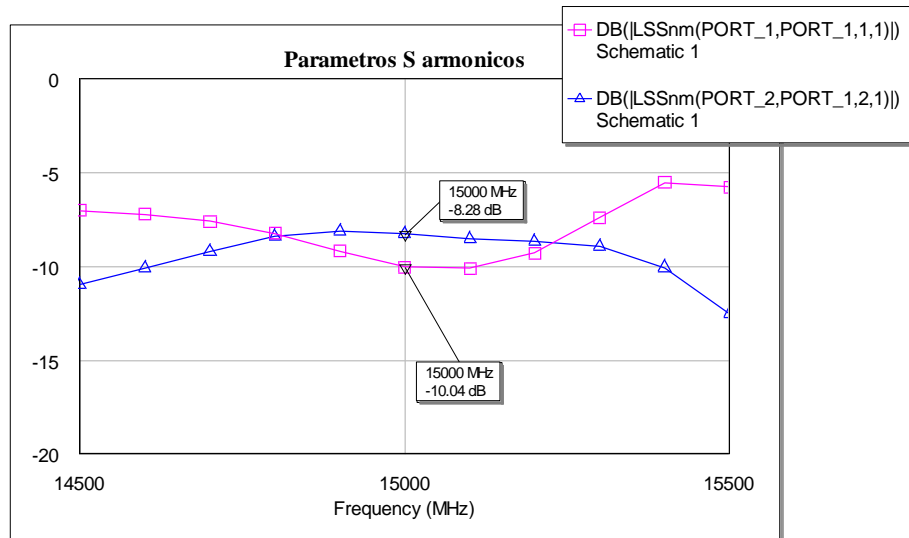


Figura 3.56. Adaptación a la entrada y pérdidas de conversión del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión ideales.

En este caso, vemos que la adaptación a la entrada comparada con el caso del diodo MA4E1317 ha mejorado, sin embargo las pérdidas de conversión, a pesar de que presenta valores muy buenos, empeoran con respecto al otro diodo (como ya se sabe, para el caso de líneas reales el valor aumentará debido a las pérdidas). En el diseño con líneas Microstrip reales se modifica el esquema actual para conseguir una mejora en la adaptación del circuito.

Si queremos obtener el nivel de potencia de los dos primeros armónicos tanto a la salida del doblador de frecuencia como a la entrada, hay que observar la Figura 3.27.

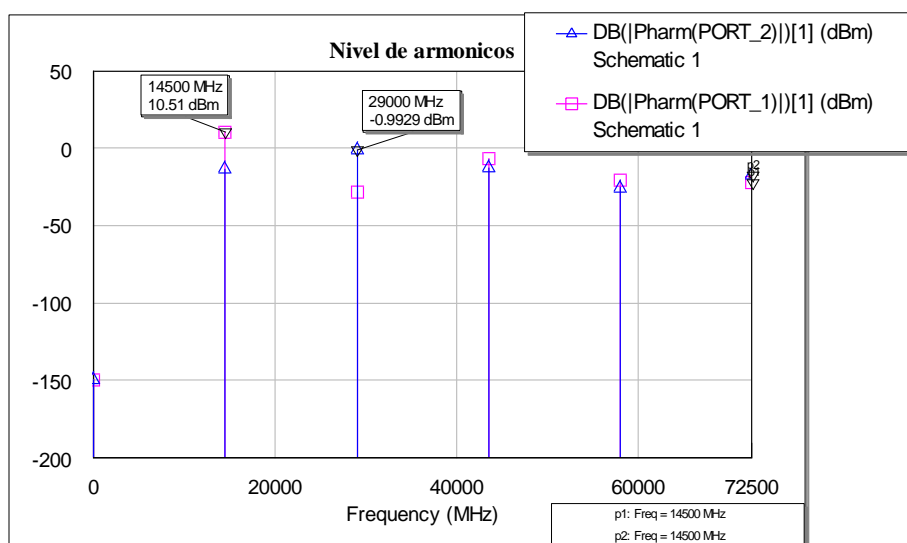


Figura 3.57. Nivel de los armónicos a la entrada y a la salida del doblador de 10 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión ideales.

3.5. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO DBES105A

En el puerto de entrada el primer armónico es de 10dB, la potencia de entrada del circuito. Dicho armónico medido en el puerto de salida decae unos 318dB lo cual quiere decir que está totalmente filtrado a la salida. En cuanto al segundo armónico a la salida vemos que alcanza un valor de 1.23 dBm, es decir que decae aproximadamente 8.7dB de la señal de entrada (pérdida de conversión que coincide con el valor de su correspondiente parámetro S)

A continuación se muestran las dos gráficas que expresan el voltaje (Figura 3.28) y la corriente (Figura 3.29) en función del tiempo, tanto a la entrada como a la salida del circuito doblador.

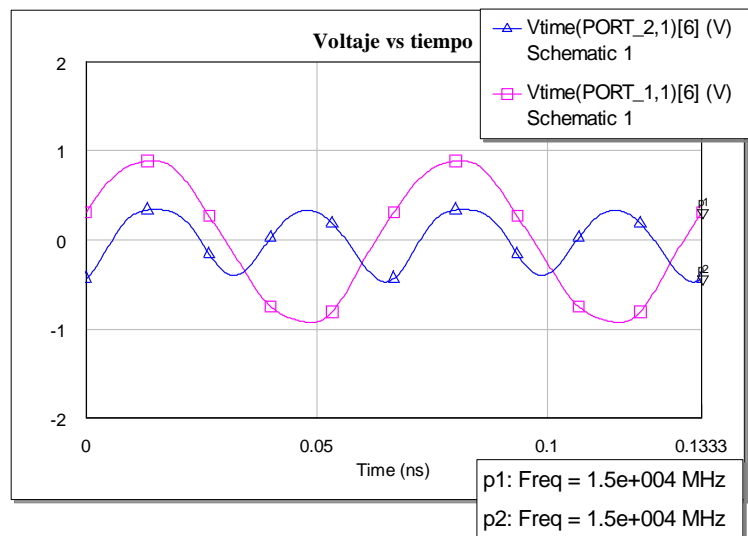


Figura 3.58. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión ideales.

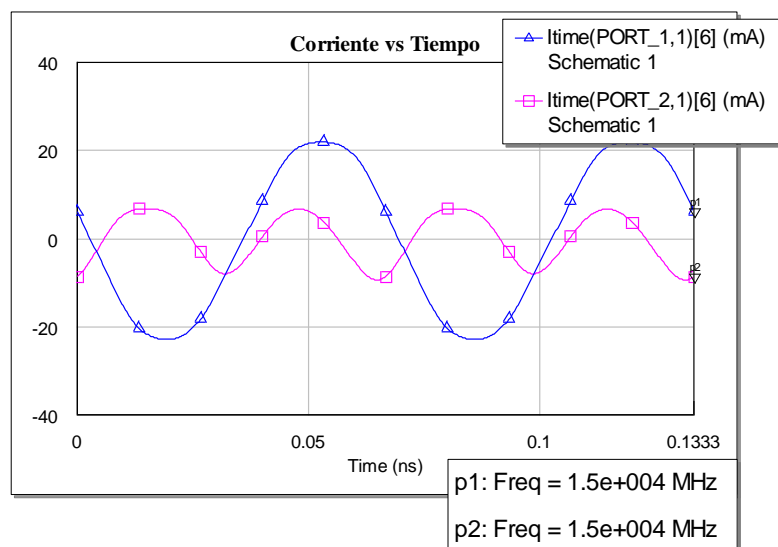


Figura 3.59. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión ideales.

Como en casos anteriores se puede observar en ambas gráficas que la señal de salida (color rosa) duplica en frecuencia a la señal de entrada (color azul) y además se ve atenuada respecto a la misma por las pérdidas de conversión del circuito.

3.5.2 Simulación con líneas de transmisión Microstrip

En esta simulación se utilizan líneas Microstrip reales con pérdidas y se añaden las uniones correspondientes para adaptar las distintas anchuras de los tramos de línea.

Para el diseño de este circuito doblador también se ha elegido el sustrato Duroid 5880 del fabricante Rogers, cuyos parámetros se mostraron en la sección anterior.

El esquemático del doblador para el diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión Microstrip reales se representa en la Figura 3.30, como se ha comentado se han hecho modificaciones en el esquema anterior con líneas ideales para facilitar la fabricación del circuito y para conseguir una máxima adaptación que no conseguíamos con el otro esquema.

En este caso también se ha utilizado la herramienta Optimizer Goals para optimizar las longitudes de las líneas, fijando las mismas cotas, una para la adaptación de entrada de -25dBm y otra para las pérdidas de conversión de 7dBm. Después también se retocaron algunas longitudes de líneas con la herramienta Tune de Microwave Office.

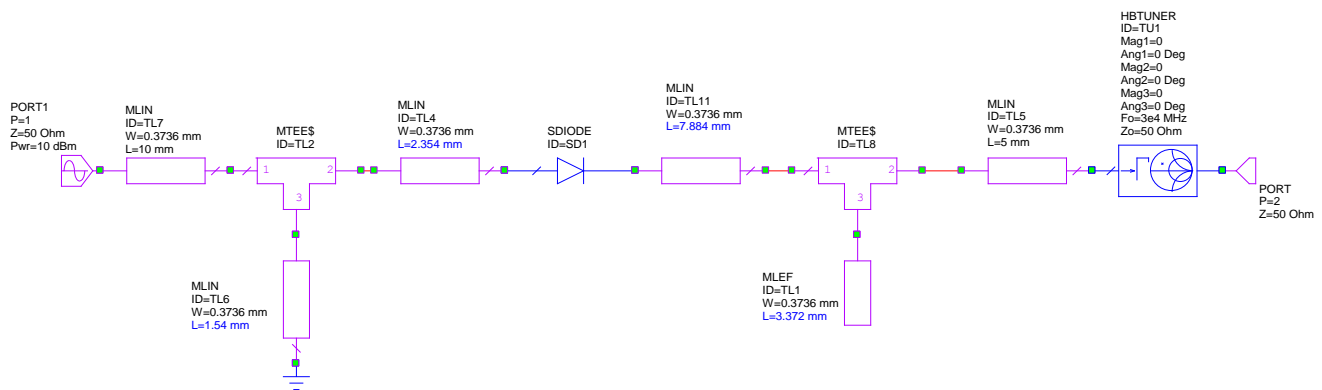


Figura 3.60. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

La siguiente gráfica representada por la Figura 3.31, representa los parámetros S bajo las condiciones de gran señal para poder observar la adaptación a la entrada y las pérdidas de conversión, y como podemos observar las pérdidas de conversión han aumentado con

3.5. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO DBES105A

respecto a los 8.7dB del caso con líneas ideales, pero también se ha conseguido una mejora sustancial en la adaptación del circuito a la entrada, tomando un valor de aproximadamente -25dB

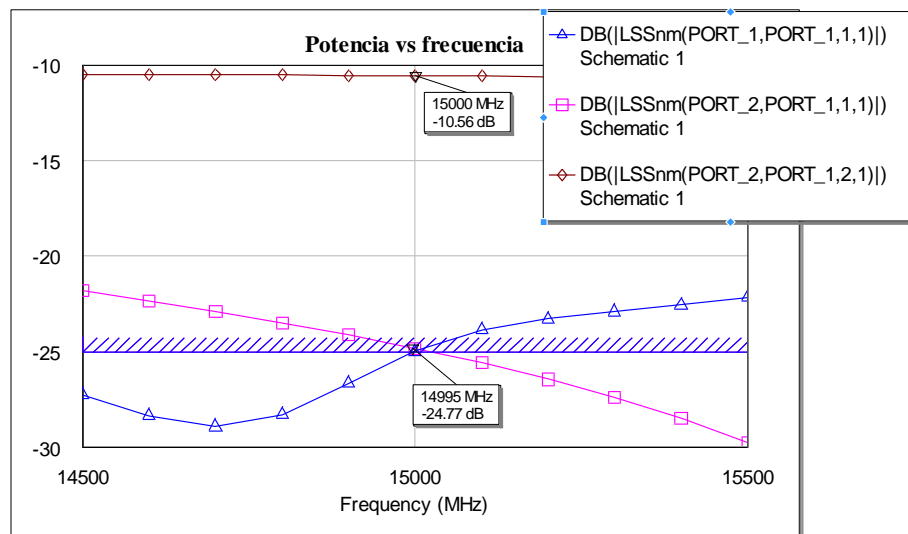


Figura 3.61. Adaptación a la entrada, pérdidas de conversión y aislamiento de la señal a la frecuencia fundamental a la salida doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

La Figura 3.32 muestra el nivel de potencia de los dos primeros armónicos tanto a la salida del doblador de frecuencia como a la entrada.

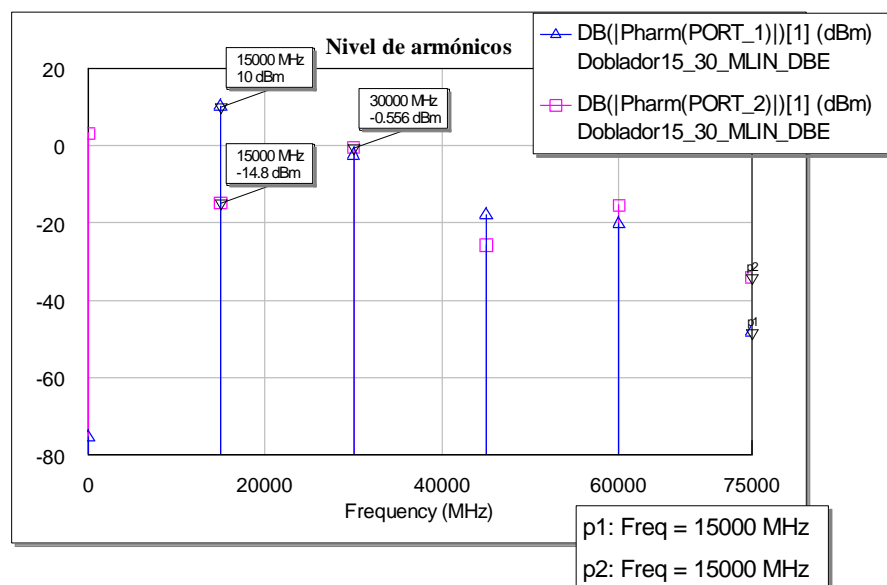


Figura 3.62. Nivel de los armónicos a la entrada y a la salida del doblador de 10 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

CAPÍTULO 3: CIRCUITOS DOBLADORES DE FRECUENCIA

El primer armónico cae de 10dBm en el puerto de entrada a -14,8dBm por lo que se consigue una pérdida de 24.8 dB que es lo que muestra el parámetro LSSNM (Port_2, Port_1, 1, 1). En cuanto al segundo armónico a la salida alcanza un valor de -0.5dBm, es decir que decae aproximadamente 10.5dB de la señal de entrada (pérdida de conversión que coincide con el valor de su correspondiente parámetro S)

Para continuar se muestra las gráficas que expresan el voltaje (Figura 3.33) y la corriente (Figura 3.34) en función del tiempo, tanto a la entrada como a la salida del circuito doblador.

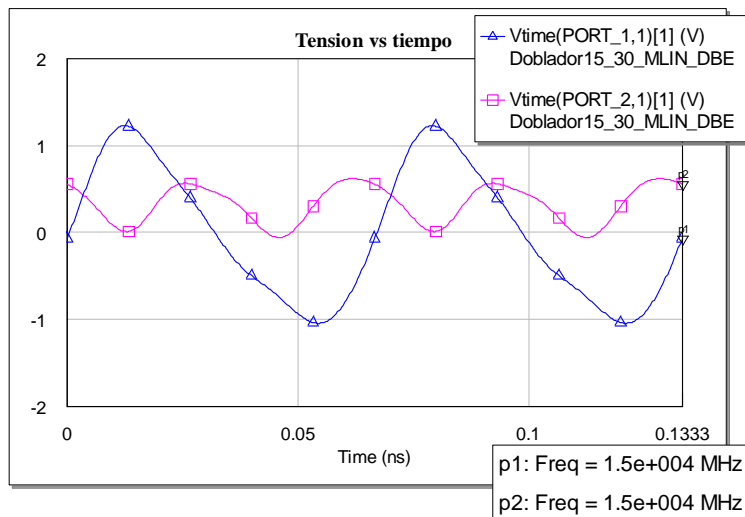


Figura 3.63. Voltaje a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión reales.

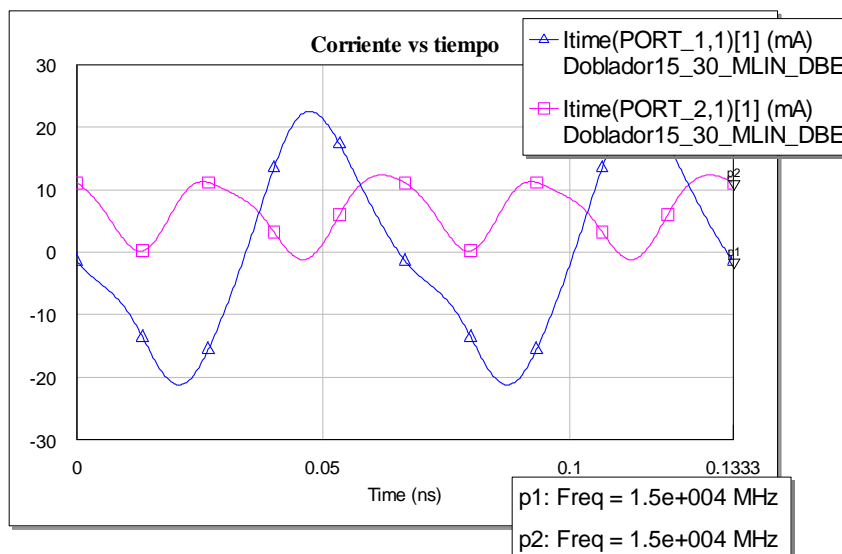


Figura 3.64. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A realizado con líneas de transmisión reales.

3.5. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO DBES105A

Se puede observar en ambas gráficas que la señal de salida (color rosa) es el doble en frecuencia a la señal de entrada (color azul) y se ve atenuada respecto a la misma por las pérdidas del circuito. Se puede detectar también en la señal de salida un nivel de continua y un desfase con respecto a la señal de entrada que será eliminado con el nuevo diseño del siguiente apartado.

Como último paso se realiza también el análisis Load-Pull, colocando el elemento HBTUNER para la frecuencia de salida (30GHz), con un valor de Z_0 de 50Ω y con todos los valores a 0 tanto el modulo como la fase del coeficiente de reflexión para los tres primeros armónicos, por lo que funciona como circuito abierto (nada se refleja). Se busca la misma condición, la máxima transferencia de potencia (maximizar $LSS_{nm}(\text{Port}_2, \text{Port}_1, 2, 1)$).

Como puede observarse en la gráfica representada por la Figura 3.35, el máximo nivel de potencia viene dado por el valor que tiene como módulo 0.3808 y como fase -156.8° de coeficiente de reflexión, es decir, una impedancia normalizada de:

$$Z = 0.4634 - j 0.1625 \Omega$$

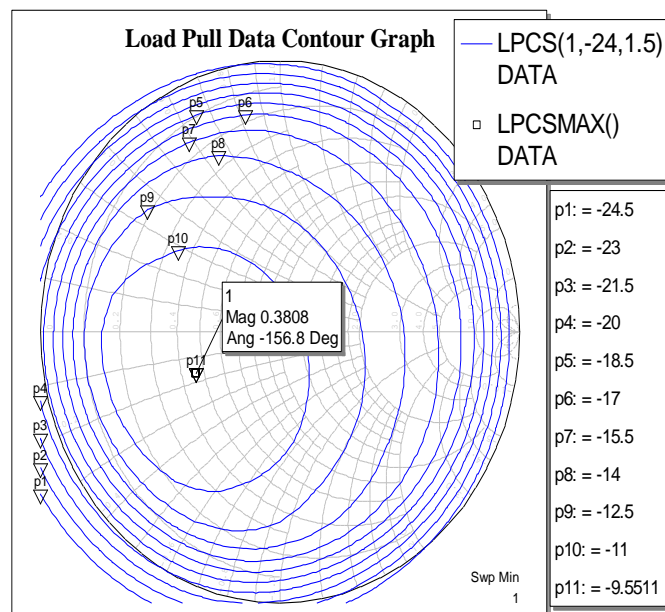


Figura 3.65. Gráfico de contorno Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo DBES105A.

Para finalizar, al igual que en el caso anterior el valor obtenido de coeficiente de reflexión se coloca en módulo y fase para la frecuencia fundamental en el HBTUNER y se vuelve a ejecutar para obtener los resultados del circuito simulando que tenemos a la salida dicha impedancia.

La Figura 3.36 muestra como los valores cambian con respecto a la gráfica representada por la Figura 3.27, el nivel de potencia transmitida en este caso aumenta, reduciendo las pérdidas de conversión y además también se mejora el filtrado del primer armónico a la salida del circuito.

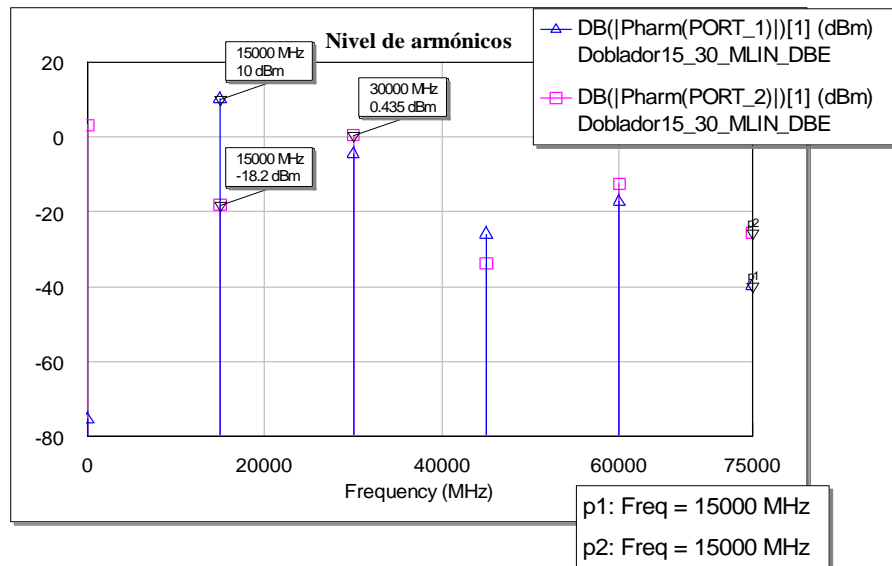


Figura 3.66. Nivel de armónicos tras colocar a la salida la impedancia óptima obtenida mediante la simulación Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo DBES105A.

3.5.3 Simulación con líneas de transmisión Microstrip y sin DC

Al igual que en el caso del diodo MA4E1317, debido a la potencia a frecuencia cero que se obtiene a la salida del doblador, se ha realizado un nuevo diseño para filtrar dicho nivel de continua, y para ello se ha añadido un stub en cortocircuito a la salida del doblador. El esquemático completo del circuito puede verse en la Figura 3.44.

3.5. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO DBES105A

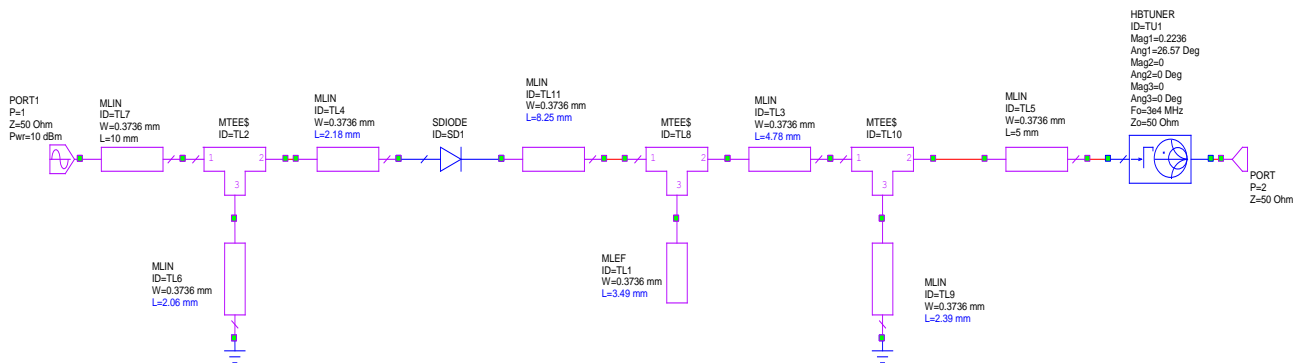


Figura 3.67. Esquemático del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

Tras realizar el primer ajuste mediante la herramienta tuner, después se realiza el análisis Load-Pull con la condición de máxima transferencia de potencia.

En la Figura 3.45 representa las curvas de impedancia para el análisis Load-Pull y el punto de impedancia óptimo para que se produzca la máxima transferencia de potencia (LPCSMAX), que representado en coeficiente de reflexión tiene como módulo el valor de 0.2236 y como fase el valor de 26.57° .

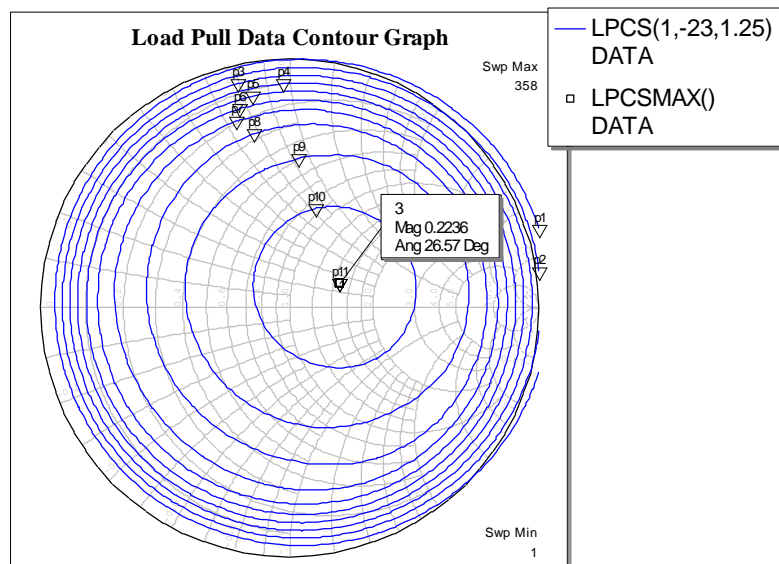


Figura 3.68. Gráfico de contorno Load-Pull para el doblador de 15 a 30GHz con diodo DBES105A sin DC.

Dicho valor del coeficiente de reflexión, al igual que en los casos anteriores, se introduce antes de realizar la simulación en el elemento HBTUNER, que se encuentra a la salida

del circuito. De esta forma, los resultados obtenidos mediante la simulación del circuito se muestran en las siguientes gráficas.

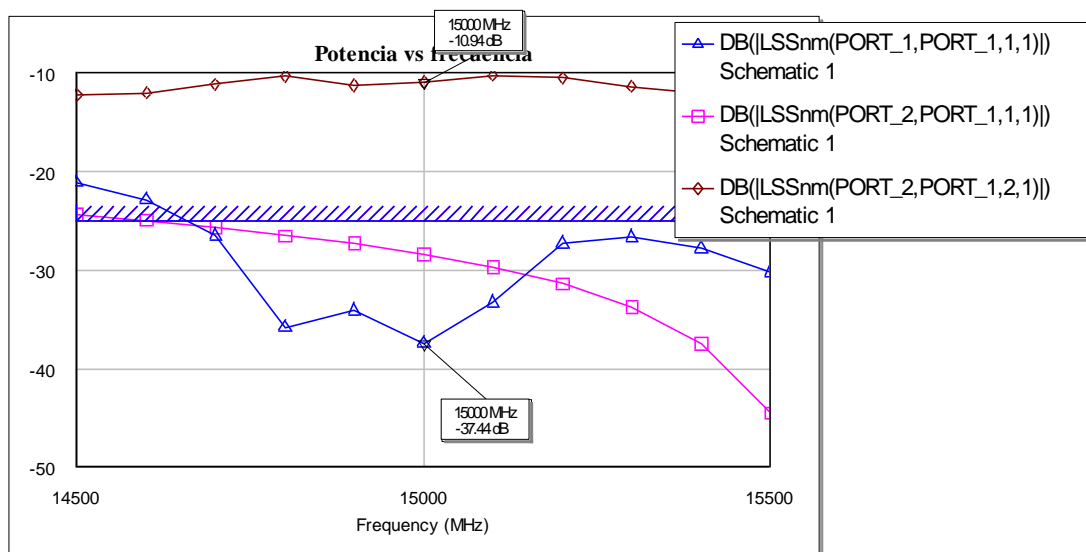


Figura 3.69. Adaptación a la entrada, pérdidas de conversión y aislamiento de la señal a la frecuencia fundamental a la salida doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

Las prestaciones obtenidas relativas a los parámetros S, se muestran en la Figura 3.46, en la cual se representa la adaptación a la entrada del circuito (color azul), las pérdidas de conversión (color marrón), y el aislamiento de la señal en la frecuencia fundamental a la salida del circuito (color rosa).

En este caso comparándola con las prestaciones del circuito con nivel de continua a la salida empeoran algo las pérdidas de conversión pasando de 10,5 dB's a 10.9 dB's, el aislamiento del circuito aumenta en unos 4dB's, y la adaptación a la entrada mejora aún más llegando a los 37.44 dB's.

Como en el caso anterior, la ventaja de este diseño se puede observar en la Figura 3.47, que representa el nivel de potencia de los dos primeros armónicos tanto a la salida del doblador de frecuencia como a la entrada.

Como puede observarse, en este caso, se filtra la potencia a frecuencia cero que aparecía en el caso anterior.

3.5. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO DBES105A

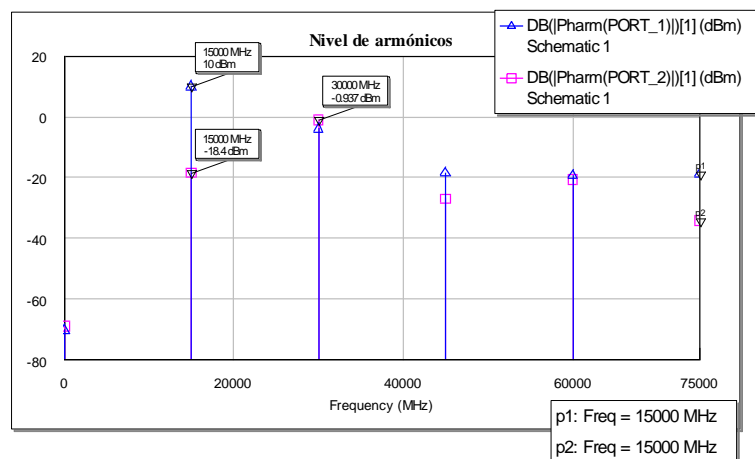


Figura 3.70. Nivel de los armónicos a la entrada y a la salida del doblador de 10 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC realizado con líneas de transmisión reales Microstrip.

Para finalizar, siguiendo el mismo procedimiento, se muestran dos gráficas que representan el voltaje (Figura 3.48) y la corriente (Figura 3.49) en función del tiempo.

Se puede observar en ambas gráficas, que la señal de salida (color rosa) duplica en frecuencia a la señal de entrada (color azul), además de verse atenuada por las pérdidas de conversión del circuito. En este caso también puede verse que desaparece el nivel de continua en la señal de salida, que aparecía en el diseño anterior.

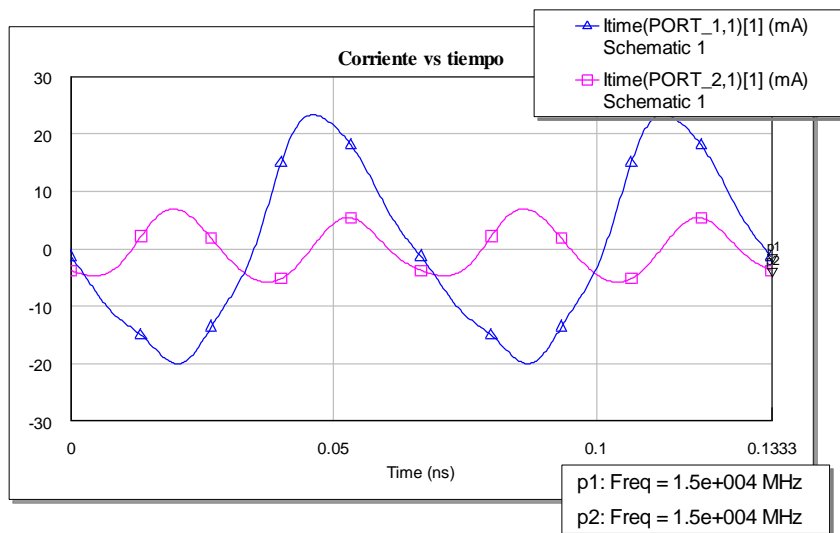


Figura 3.71. Corriente a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC realizado con líneas de transmisión reales.

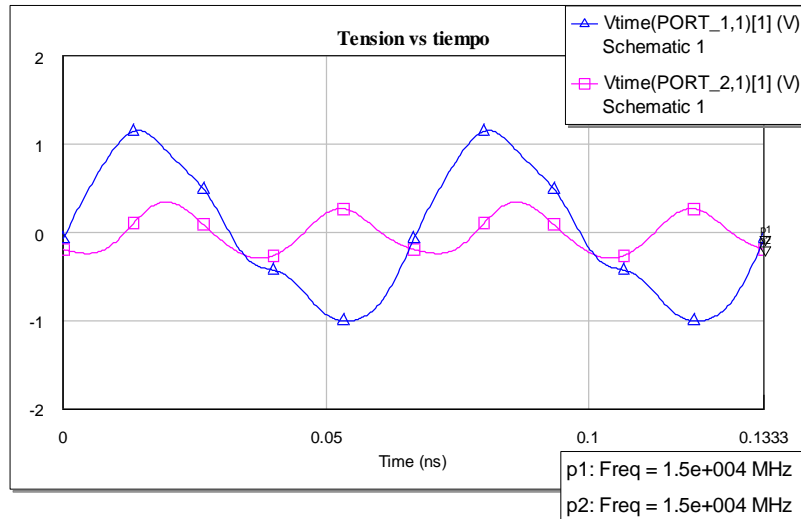


Figura 3.72. Tensión a la entrada y a la salida en el dominio del tiempo del doblador de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC realizado con líneas de transmisión reales.

3.5.4 Layout y Fabricación

En este caso, para realizar el layout también es necesario realizar un modelo del encapsulado del diodo a partir de los datos proporcionados en las hojas de características del fabricante (0.530x0.23mm).

La Figura 3.50 muestra el resultado final del layout correspondiente al doblador de 15 a 30GHz con diodo DBES105A y la Figura 3.51 muestra el layout del mismo circuito pero diseñado para eliminar el DC a la salida.

Para este tipo de diodos no se ha llegado a fabricar el circuito debido a que su tamaño es tan pequeño que dificulta mucho su integración en los circuitos.

3.5. DOBLADOR DE 15 A 30 GHZ CON DIODO DBES105A

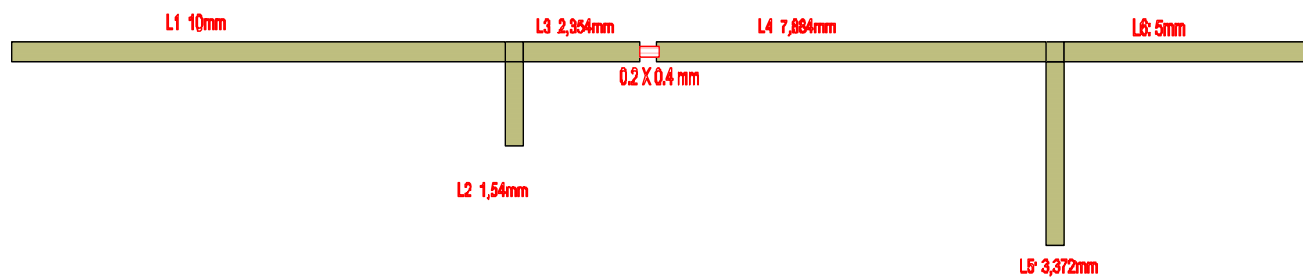


Figura 3.73. Layout del circuito doblador de frecuencia de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A.

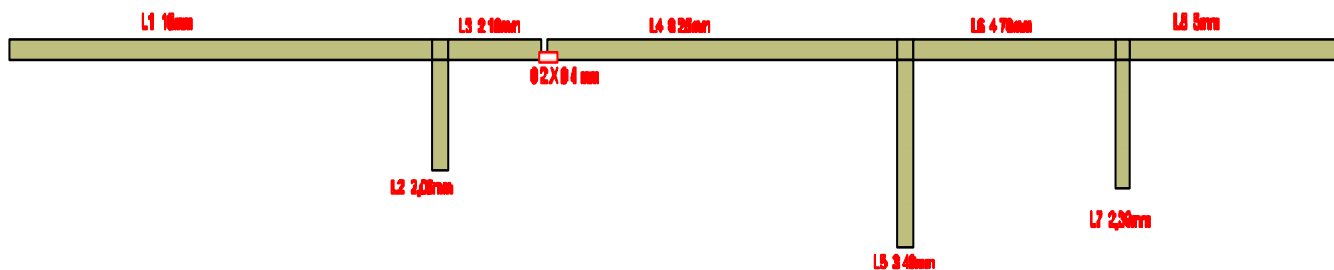


Figura 3.74. Layout del circuito doblador de frecuencia de 15 a 30 GHz con diodo DBES105A sin DC.

3.6 Conclusiones

Para concluir el capítulo 3 es necesario comparar las prestaciones de ambos dobladores. Si nos fijamos en la primera simulación, con líneas de transmisión ideales, vemos como las prestaciones de ambos dobladores, en cuanto pérdidas de conversión y adaptación a la entrada, son muy similares, presentando el diodo MA4E1317 unas pérdidas de conversión algo mejores que para el caso del diodo DBES105A. Las pérdidas de conversión obtenidas son muy bajas, ya que hay que notar que estamos simulando con líneas de transmisión ideales sin pérdidas.

En cuanto a las simulaciones con líneas de transmisión reales, en las que se tiene en cuenta el sustrato utilizado, en el primer diseño en el que se colaba algo de potencia a frecuencia cero, se obtenían mejores prestaciones en cuanto a pérdidas de conversión y adaptación a la entrada que para el segundo diseño sin DC, pero en cuanto a asilamiento este último presentaba mejores resultados.

Aunque los resultados para ambos tipos de diodos son bastante similares, para el caso del diodo DBES105A en el diseño sin DC se obtenían pérdidas de conversión razonables, (10.9dBs), buena adaptación a la entrada y buen asilamiento a la frecuencia fundamental a la salida del circuito.

A pesar de que el circuito que mejores prestaciones presenta en simulación es el diseño sin DC del diodo DBES105A, se ha llevado a cabo la fabricación del mismo diseño del circuito sólo que para el diodo MA4E1317, ya que la fabricación con el otro diodo es mucho más complicada puesto que el tamaño del diodo es aún más pequeño y presenta problemas a la hora de soldarse al resto del circuito.

Capítulo 4

Antenas impresas

4.1 Introducción a los Elementos Radiantes

Una antena es un dispositivo capaz de emitir o recibir ondas de radio, convirtiendo la energía de radiofrecuencia irradiada a través del espacio por un transmisor, en un campo electromagnético, para el caso de una antena receptora, y viceversa, transformando el campo electromagnético en energía de radiofrecuencia, que será enviada hacia un receptor, para el caso de la antena emisora.

A continuación, para su mejor entendimiento, se muestran los conceptos más importantes.

4.1.1 Regiones del campo electromagnético radiado

Cuando se emite o recibe energía RF se distinguen dos tipos de campos electromagnéticos, uno de ellos de inducción (o campo cercano), asociado con la energía almacenada y el otro es el campo radiado. Las intensidades de estos dos campos son grandes y son proporcionales a la cantidad de potencia de RF entregada o emitida a la antena [25].

Es importante destacar que el campo radiado se divide en tres regiones distintas:

CAPÍTULO 4: ANTENAS IMPRESAS

- Campo reactivo cercano: Región más cercana a la antena donde los campos eléctrico y magnético (E y H) no son ortogonales y cualquier elemento dentro de esta región provoca una distorsión en el patrón radiado. En esta región la ganancia de la antena no es un parámetro significativo.
- Campo de radiación cercano (zona de transición o región de Fresnel): intermedia entre el campo cercano y lejano. En esta región el diagrama de la antena está tomando su forma, pero no está completamente formado. En esta región la ganancia de la antena variará con la distancia. La distancia máxima a la antena para pertenecer a esta región es R_1 , que se calcula aproximadamente mediante la Ecuación 4.1.

$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (4.1)$$

Donde D es la distancia entre emisor y receptor y λ es la longitud de onda.

- Campo lejano (región de Fraunhofer): Región en la que la distribución del campo es independiente de la distancia a la antena, por lo que la ganancia de la antena es constante con la distancia. La distancia máxima a la antena para pertenecer a esta región es R_2 , que se calcula aproximadamente mediante la Ecuación 4.2.

$$R_2 = 2 \frac{D^2}{\lambda} \quad (4.2)$$

Las diferentes zonas de campos electromagnéticos anteriormente explicadas pueden observarse en la figura 4.1

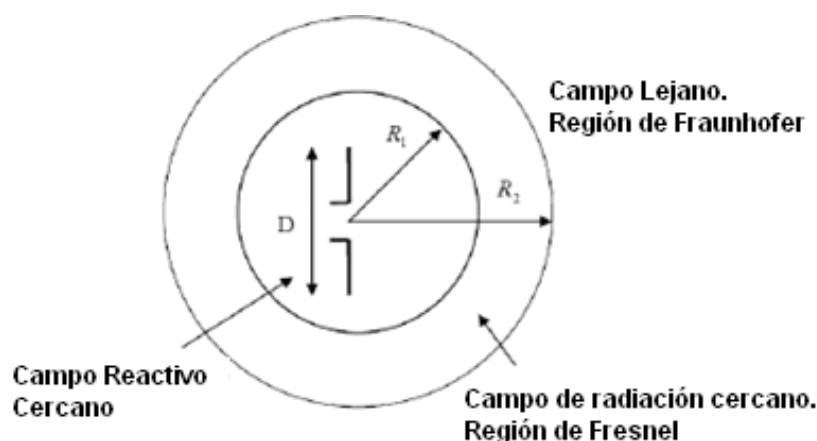


Figura 4. 75. Diagrama de las distintas regiones del campo electromagnético radiado [25].

4.1.2 Resonancia

Las antenas se pueden clasificar de forma muy genérica como resonantes o no resonantes, dependiendo de su diseño. Se denominan antenas resonantes a aquellas que presentan en su punto de alimentación una impedancia puramente resistiva a ciertas frecuencias, es decir que su reactancia es nula o casi nula, su longitud debe ser próxima a múltiplos enteros de media longitud de onda.

En una antena resonante, casi la totalidad de la señal que alimenta a la antena se irradia, pero si la antena se alimenta con una frecuencia distinta de aquella para la que es resonante, gran parte de la señal se perderá, esto es debido a que cuando la antena no está en resonancia, la impedancia contiene parte imaginaria, lo que conlleva a que la energía quede almacenada dentro de la cavidad y no se irradie.

Puesto que la antena debe estar siempre en resonancia a la frecuencia aplicada, no se tiene porque cambiar las dimensiones físicas de la antena para producir la resonancia deseada, se puede cambiar la longitud eléctrica que es bastante más simple. Para cambiar la longitud eléctrica de una antena, basta con insertar en serie con la antena, un inductor (si la antena es demasiado corta para la longitud de onda), o un condensador (si es demasiado largo).

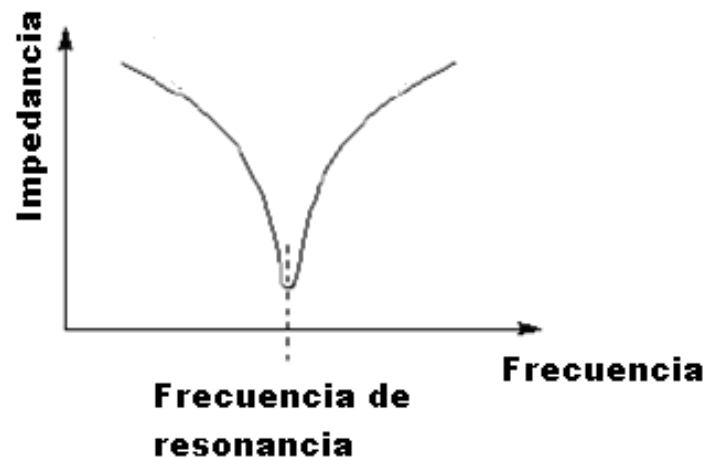


Figura 4.76. Representación de la impedancia frente a la frecuencia para el caso de una antena resonante [25].

Un dato importante a destacar es que la diferencia entre resonadores y antenas resonantes es que un buen resonador tiene una alta Q , mientras que una buena antena tiene un bajo- Q .

4.1.3 Impedancia de entrada

El punto de unión de la antena con la línea de transmisión, puede representarse mediante una impedancia debido a sus características eléctricas; en general, será una suma de resistencia y reactancia simbolizada mediante una resistencia y una inductancia o capacitancia en serie o en paralelo según convenga [26].

Como se ha comentado la impedancia de entrada de la antena, Z_{in} , se define mediante la Ecuación 4.3.

$$Z_{in} = R_e s + jX_a \quad (4.3)$$

Dónde la resistencia (R_e) nos dice cuanta energía se irradia y la reactancia (jX_a) nos dice cuánta energía se pierde, también es considerada como la cantidad de energía almacenada en campo próximo, al igual que en un inductor o condensador común.

Para la pérdida mínima de potencia, la impedancia de salida del transmisor debe adaptarse a la impedancia de la antena. Si se cambia la localización del punto de alimentación a otra parte de la antena, la impedancia se modificará y dependerá, entre otras cosas, de la frecuencia, del tipo de antena y de la nueva localización. Esta característica se emplea para producir una buena adaptación entre la impedancia de la antena y la impedancia característica de la línea.

4.1.4 Directividad y diagrama de radiación

Las antenas no irradian energía por igual en todas las direcciones por lo que es importante conseguir que la energía disponible se irradie en las direcciones que apunten a zonas de interés [26].

La directividad de una antena es una medida de la capacidad de la antena para enfocar la energía en una o más direcciones específicas y se puede calcular a partir del diagrama de radiación.

Las señales radiadas por una antena forman un patrón definido, el cual depende del tipo de antena utilizado. Dicha distribución espacial de la energía, muestra las características direccionales de la antena y recibe el nombre de "diagrama de radiación", un ejemplo del cual se muestra en la Figura 4.3, dónde se destacan puntos importantes en dichos diagramas como el lóbulo o haz principal, los lóbulos secundarios, los lóbulos posteriores,...

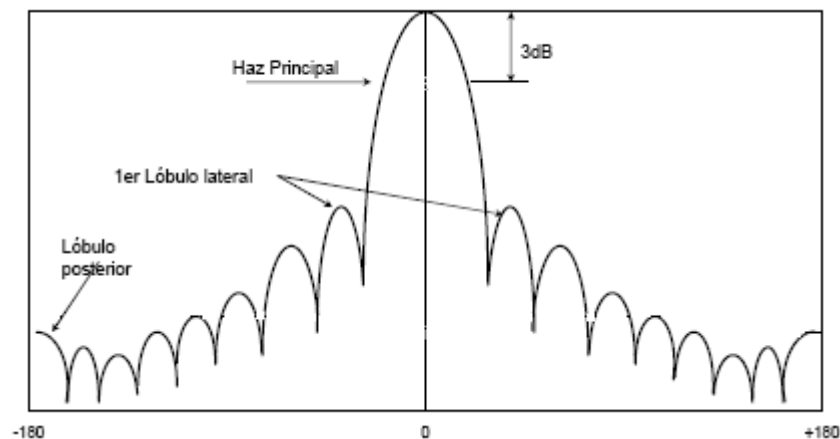


Figura 4.77. Diagrama de radiación que representa la directividad de la antena: el haz principal, los lóbulos laterales y los lóbulos posteriores.

Las propiedades directivas de una antena dada serán las mismas tanto si se utiliza para la transmisión o para la recepción, por lo tanto la ganancia de una antena es constante aunque la antena se utilice para transmitir o para recibir.

4.1.5 Ganancia y Eficiencia

Las antenas son elementos pasivos, no amplifican señales, por lo que se busca recoger la mayor cantidad de energía posible de su espacio circundante, y esto solo se consigue aumentando su directividad.

La ganancia se considera como la relación entre la densidad de potencia radiada, en la dirección del máximo, a una distancia r y la potencia total entregada a la antena dividida por el área de una esfera de radio r , es decir, la relación entre las cantidad de energía que se propaga en la dirección del máximo y la energía que se propaga si la antena no fuera direccional [26].

La ganancia de las antenas siempre está asociada, de alguna forma, con la directividad, como puede observarse en la Figura 4.4 En concreto la ganancia de una antena se considera igual a su directividad multiplicada por su eficiencia, como puede verse en la Ecuación 4.4.

$$G(\theta, \phi) = \eta \cdot D(\theta, \phi) \quad (4.4)$$

Donde η es la eficiencia de la antena.

La eficiencia también relaciona la potencia radiada y la potencia entregada a la antena. Una antena de alta eficiencia irradia la mayor parte de la energía presente en la entrada de

la antena. Una antena de baja eficiencia absorbe la mayoría de la potencia en pérdidas dentro de la antena.

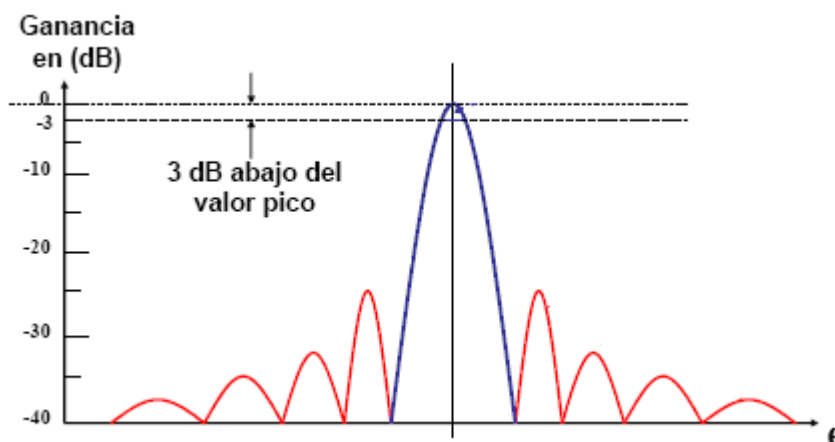


Figura 4.78. Diagrama de radiación que representa la ganancia de la antena.

Las ventajas en ganancia de una antena sobre otra (si no se debe a una mayor eficiencia), se deberán a una mayor concentración de la energía disponible en una cierta dirección.

La eficiencia es un parámetro fundamental, ya que una antena bastante directiva, si tiene una mala eficiencia, conduce a una pobre ganancia.

4.1.6 Resistencia de radiación y de pérdidas

Una antena ideal irradia toda su energía en forma de ondas electromagnéticas, pero en las antenas reales parte de la energía se pierde convirtiéndose en calor.

Por ello, las antenas se pueden representar mediante dos resistencias ficticias:

- Una resistencia asociada a la energía que se ha irradiado, conocida como resistencia de radiación.
- Una resistencia asociada a energía no irradiada, que se pierde o disipa en forma de calor, la resistencia de pérdidas.

La resistencia de radiación (R_r) disipa una potencia igual a la potencia radiada por la antena cuando se alimenta con la misma corriente, lo que en otras palabras, se define como la resistencia que disiparía la misma cantidad de energía que es irradiada por la antena. La resistencia de radiación se determina por la geometría de la antena, no por los materiales de los que está hecha.

En general la resistencia de pérdidas resulta de varias causas como, las pérdidas en la resistencia propia de los conductores y/o bobinas que forman parte de la antena; pérdidas en los materiales; pérdidas debidas a la absorción de energía por objetos cercanos,...etc.

La eficiencia será más alta cuanto más baja sea la resistencia de pérdidas en relación con la resistencia de radiación. Además la eficiencia tiende a disminuir si se recorta la longitud de la antena, ya que la resistencia de radiación disminuye muy rápido, mientras que la resistencia de pérdidas casi no cambia.

4.1.7 Polarización

La polarización de una antena es la polarización de la onda radiada por dicha antena en una determinada dirección, también se puede definir como la figura geométrica determinada por la dirección de las líneas del campo eléctrico-E en función del tiempo, en una determinada posición.

Si la figura trazada es una recta, la onda se denomina linealmente polarizada, como puede verse en la primera parte de la Figura 4.5. Si las líneas de campo eléctrico E forman ángulos rectos con la superficie de la Tierra, la onda es polarizada verticalmente, si por el contrario son paralelas a la superficie de la Tierra, la onda es polarizada horizontalmente.

Si el campo gira a medida que las ondas viajan a través del espacio, y existen componentes tanto horizontales como verticales, la onda puede estar polarizada elípticamente o circularmente. Si las magnitudes de las ondas polarizadas verticalmente y horizontalmente son iguales y además se combinan con una diferencia de fase de 90° se trata de una polarización circular, que se muestra en la segunda parte de la Figura 4.5, el resto de casos sería polarización elíptica.

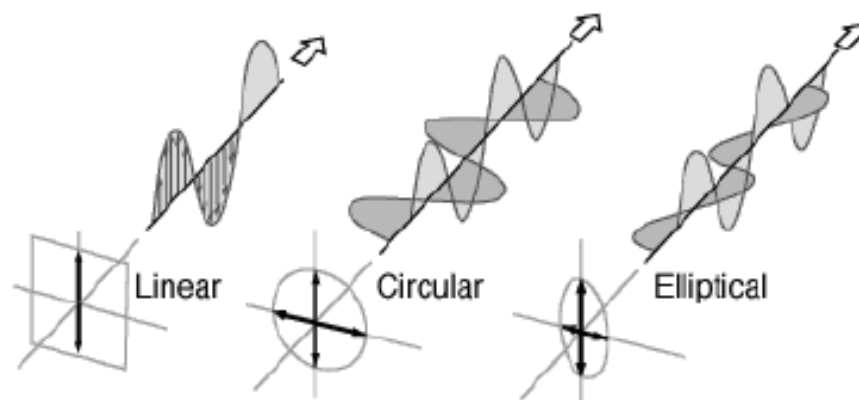


Figura 4.79. Distintos tipos de polarización de antenas: lineal, circular y elíptica [25].

Si el sentido de giro del campo eléctrico, que depende de la relación de fase, coincide con las agujas del reloj, la polarización es circular a derechas (RHCP). Si el sentido de giro es

contrario a las agujas del reloj, la polarización es circular a izquierdas (LHCP). El mismo convenio se aplica a las ondas con polarización elíptica

La pérdida de polarización se produce por ejemplo; entre antenas lineales que están desalineadas en la orientación; entre las antenas circulares que no son verdaderamente circulares o tienen distinto sentido de polarización, o entre las antenas de polarización lineal y circular.

En la práctica no hay polarización perfecta lineal, ni circular, ya que todas las antenas son más o menos polarizadas elípticamente, y por tanto se habla de aproximaciones.

4.1.8 Tipos de Antenas

Existe una gran diversidad de tipos de antenas. La principal característica de las antenas depende de la relación entre sus dimensiones físicas y la longitud de onda de la señal transmitida o recibida [26].

Hay tres tipos básicos de antenas: antenas de hilo, antenas de apertura y antenas planas.

- Antenas de Hilo

Antenas cuyos elementos radiantes son conductores con sección despreciable comparándola con la longitud de onda de trabajo. Sus dimensiones suelen ser como máximo de una longitud de onda. Se utilizan en general para las bandas de frecuencia MF, HF, VHF y UHF. Algunos ejemplos de antenas de este tipo son:

- Dipolo

Un dipolo consiste en un simple trozo de alambre que debe tener ambos extremos a un mismo potencial absoluto (es decir sin importar su signo) respecto del punto central (tiene dos polos), es decir que debe respetar esta simetría.

En general el término de dipolo no está asociado a una longitud en particular (decimos dipolo "de media onda", cuando es necesario aclarar que tiene esta longitud particular), ya que puede suceder que la longitud del dipolo sea menor de media longitud de onda y se conocerá con el nombre de "dipolo corto".

- Monopolo

Consiste en un conductor vertical cuya longitud es aproximadamente un cuarto de longitud de onda, separado algunos centímetros del suelo sobre el cual se conecta un terminal de la línea de transmisión; el otro, (habitualmente la malla de un cable coaxial) se conecta a la tierra.

4.1 INTRODUCCIÓN A LOS ELEMENTOS RADIANTES

Su característica distintiva es emplear la tierra como conductor para "cerrar el circuito" y así ahorrar un cable.

- Antenas de Apertura

Aquellas antenas compuestas por superficies o aperturas, cuyo objetivo es colocar el haz electromagnético apuntando en una determinada dirección de forma que se concentren la emisión y recepción.

Hay varios tipos de antenas de apertura, entre los más destacados:

- La antena de bocina

Las antenas de bocina están constituidas por una guía de onda que se ensancha con forma de bocina; pueden ser de tipo piramidal, sectorial o cónica.

La ganancia de la antena de bocina depende de la relación entre la superficie de la apertura de la bocina, y la longitud de onda de trabajo, se puede aumentar ensanchando la bocina misma. Al aumentar la ganancia se reduce el ancho del haz y la antena aumenta su directividad.

- La antena reflectora: parabólica

Las antenas parabólicas usan un plato reflector con forma de una parábola para dirigir las ondas de radio recibidas por la antena a un punto focal. La parábola también funciona para capturar la energía radiada por la antena, la cual actúa como alimentador, y enfocarla en un haz estrecho.

La antena parabólica es muy direccional. La ganancia de dichas antenas está relacionada con la superficie de la parábola, a mayor tamaño mayor colimación del haz. Concentra toda la potencia que le llega a la antena y la enfoca en una sola dirección, por lo tanto obtiene mayor directividad.

- Antenas Planas

En esta división existen dos grandes grupos:

- Antenas Microstrip:

Las antenas Microstrip se fabrican mediante pistas en circuito impreso. Pueden ser muy pequeñas y ligeras.

Son unas antenas resonantes impresas, muy útiles para conexiones en bandas de frecuencia de microondas y de banda estrecha.

CAPÍTULO 4: ANTENAS IMPRESAS

Su configuración planar provoca que sean fáciles de integrar en circuitos, pero como contraprestación no pueden manejar mucha potencia. Son una extensión de la línea de transmisión Microstrip

Existen varios tipos de antenas Microstrip, la más común es la antena parche (elegida para el presente trabajo) que será explicada con mayor detalle en los siguientes apartados.

➤ Antena de Ranura:

Las antenas de ranura tienen características de radiación muy parecidas a las de los dipolos, pero su construcción, en este caso, consiste solo de una ranura estrecha en un plano, cuya dimensiones son pequeñas comparadas con la longitud de onda.

Al igual que las antenas Microstrip anteriormente nombradas, su ventaja principal es la facilidad de construcción e integración, así como su bajo coste pero proveen poca ganancia, y no cuentan con alta direccionalidad. Dichas antenas tienen diagramas de radiación que son casi omnidireccional. La polarización es lineal.

Las antenas no solo se utilizan como elemento individual, sino que se suelen realizar agrupaciones de dichas antenas, lo que se conoce con el nombre de array. Las antenas de array están formadas por un conjunto de dos o más antenas idénticamente distribuidas y ordenadas, de tal forma que en su conjunto se comportan como una única antena con un diagrama de radiación propio.

En los siguientes apartados se explicará con mayor detalle el funcionamiento de las antenas impresas de parche, más en concreto en la antena de parche circular la cual es la elegida para completar el circuito doblador.

4.2 Antenas impresas de parche

Las antenas impresas de tipo parche, también llamadas antenas Microstrip, se diseñan a partir de líneas de transmisión sobre sustrato dieléctrico. Las dimensiones se eligen buscando que se disipe la mayor cantidad de potencia en forma de radiación.

La estructura de este tipo de antenas se compone de dos materiales: el sustrato y el PEC (Perfect Electric Conductor). El parche metálico, normalmente de dimensiones comparables a λ , se coloca sobre un sustrato dieléctrico s . En la parte inferior de la estructura se tiene un plano conductor perfecto

Todo lo anterior, puede verse en la Figura 4.6, además de la simetría existente en el plano YZ. Al estudiar las condiciones de contorno de este modelo, se tiene en cuenta el vacío o espacio libre que hay sobre el parche x_{\max} y x_{\min} es el plano de masa [23] y [21].

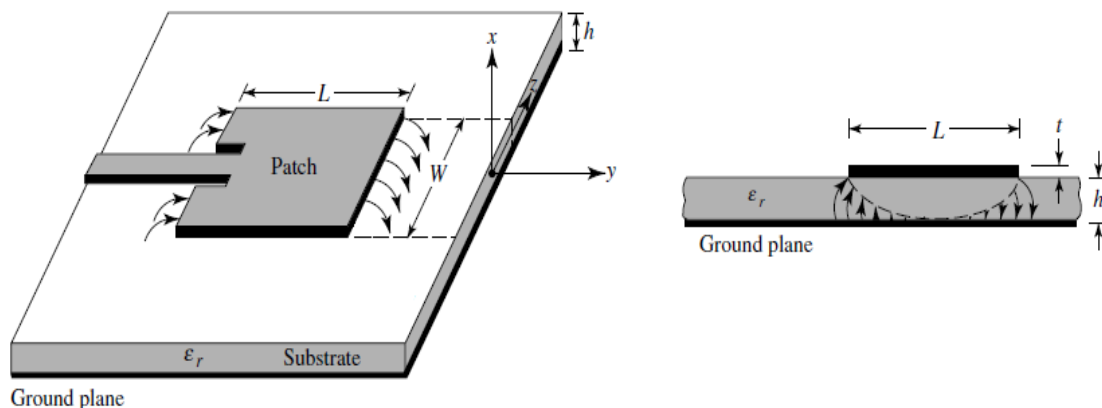


Figura 4.80. Diagrama de la estructura de una antena de parche Microstrip [21].

Las ventajas más importantes son su facilidad de adaptación a distintas estructura y su fabricación sencilla y barata. Además se consideran robustas, fáciles de integrar con circuitos integrados de microondas, y versátiles, ya que se pueden diseñar jugando con diversas frecuencias de trabajo y distintas polarizaciones.

Un parche simple presenta esencialmente polarización lineal, como es el caso de este proyecto, aunque es posible combinar varios modos para conseguirla de tipo circular.

Los inconvenientes más destacables son su baja eficiencia, su limitación de potencia y su alto factor de calidad. Además son de banda estrecha.

CAPÍTULO 4: ANTENAS IMPRESAS

Se pueden encontrar antenas de parche de las formas más diversas, aunque las geometrías más habituales son las circulares y rectangulares. Otras formas menos comunes son las elípticas, triangulares o en forma de anillo.

Las aplicaciones más importantes son los sistemas de teledetección, telefonía móvil, aplicaciones militares, antenas de exploración radar en satélites, comunicaciones móviles por satélite,...

A continuación se explicarán, primero los principios de funcionamiento para las antenas de parche, en concreto para la más común, la antena de parche cuadrado y después se detallarán las diferencias para el caso de la antena de parche circular, que será utilizada en el presente trabajo.

4.2.1 Principios de funcionamiento

Como se explicó en el capítulo anterior, una línea de transmisión Microstrip consiste en un conductor separado por un dieléctrico sobre un plano de masa.

Existen 4 tipos de ondas en una línea Microstrip:

1.- Ondas espaciales: ondas enviadas al espacio libre, las cuales pierden en magnitud, es decir, se van atenuando, según aumenta la distancia. En el diseño de antenas son las más importantes al tratarse de las ondas radiadas.

En líneas de transmisión representan las pérdidas y por tanto se busca su minimización.

2.- Ondas superficiales: ondas que se encuentran confinadas prácticamente dentro del dieléctrico. Al ir descendiendo las ondas se encuentran con el plano de masa que las refleja, después llegan hasta el otro extremo del dieléctrico y vuelven a ser reflejadas (“Reflexión interna total”) decayendo exponencialmente. Estas ondas toman parte de la señal por lo que aumentan las pérdidas.

Como conclusión los efectos de estas ondas son bastante perjudiciales y en el diseño tanto de antenas como de líneas de transmisión se busca reducirlas, en general no son deseadas.

3.- Ondas de fuga: ondas parecidas a las ondas de superficie, ya que al igual que las anteriores, llegan hasta el plano de tierra y son reflejadas, pero cuando llegan al otro lado del dieléctrico, una parte de las ondas se reflejan (al igual que las ondas de superficie) y otra parte sale al espacio libre, como una parte de la energía se fuga, la magnitud de las ondas reflejadas va decayendo con la distancia hasta desaparecer.

4.- Ondas guiadas: Aparecen en circuitos con líneas de transmisión, donde la parte superior del dieléctrico está metalizada, entonces las ondas viajan rebotando entre el plano de tierra y el plano superior metálico del sustrato.

Si nos centramos en la distribución de los campos electromagnéticos que se produce en una antena de parche, hay que destacar que en los borde de la misma se producen los llamados *fringing effects*, que se representan por líneas de radiación que salen de los bordes, y atraviesan dos medios; el aire y el sustrato dieléctrico, por lo que la distribución de los campos será diferente en un medio y en otro. Debido a dichos efectos la longitud y en ancho efectivos de la antena no se corresponde con sus dimensiones físicas.

En la figura 4.7 se muestra la dirección de los campos E y H en una antena de parche cuadrada. El campo magnético es perpendicular al campo E de acuerdo con las ecuaciones de Maxwell.

En el borde del parche ($X = 0$ y $X = 1$, según Figura 4.7) el campo H se reduce a cero, porque no existe un conductor para llevar la corriente de RF, que es máxima en el centro. Sin embargo la intensidad de campo E consigue su máximo valor en los bordes ($X = 0$ y $X = 1$, según Figura 4.7) y cero en el centro. La relación de E con el campo H es proporcional a la impedancia que se ve cuando se alimenta el parche.

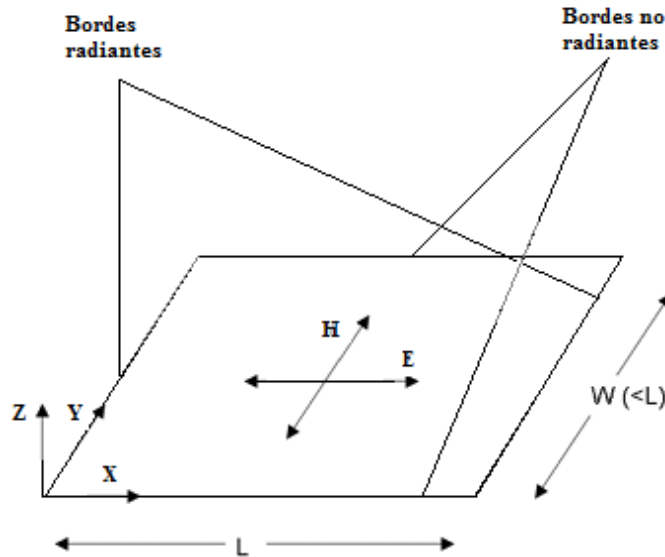


Figura 4.81. Dimensiones de una antena de parche Microstrip y dirección de sus campos E y H.

Si nos fijamos en la geometría de una antena Microstrip rectangular (Figura 4.6) vemos como la dimensión L es la dimensión larga y debe ser levemente inferior a $\lambda / 2$ (estructura resonante a la frecuencia de trabajo), donde λ es la longitud de onda en el medio, la cual se calcula mediante la Ecuación 4.5

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.5)$$

Donde λ_0 representa la longitud de onda en el espacio libre y ϵ_{eff} es la constante dieléctrica efectiva del parche.

CAPÍTULO 4: ANTENAS IMPRESAS

Los bordes radiantes están en los extremos de la dimensión L del rectángulo, lo que se conoce como polarización única. La radiación que se produce en los extremos de la dimensión W , se conoce como la polarización cruzada.

Cuando las antenas son impresas sobre sustratos gruesos, se producen pérdidas de potencia debido a los modos que se pueden excitar en el sustrato. Como puede verse en la Figura 4.8 se excitan varios modos dependiendo de la frecuencia. El modo fundamental que se propaga en este tipo de antenas es quasi-TEM, la onda de superficie de menor orden TM_0 , que puede verse en la Figura 4.8, tiene una frecuencia de corte cero, por lo que se excita incluso en sustratos muy finos. Si el sustrato aumenta de grosor el número de modos u ondas de superficie que existen es mayor, y más cantidad de potencia se puede acoplar, llegando incluso a suceder que la mayor parte de potencia radiada quede atrapada dentro del dieléctrico. Por ello, el dieléctrico es eléctricamente delgado ($0.003\lambda < h < 0.05\lambda$), para evitar ondas superficiales

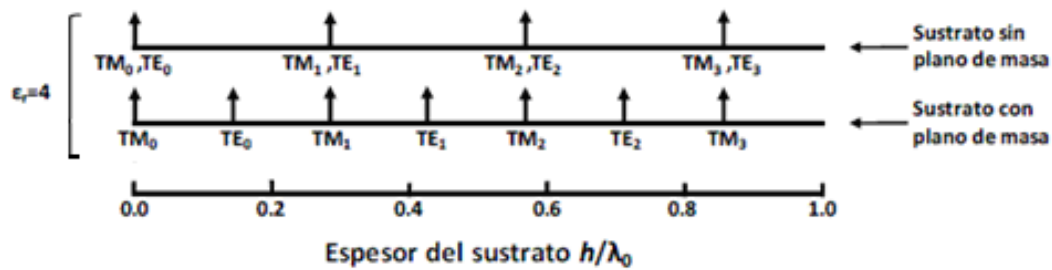


Figura 4.82. Representación de los modos que pueden excitarse según sea el espesor del sustrato dieléctrico de una antena de parche.

En resumen, cuando se diseña una antena, se quiere evitar que toda la energía se confine en el dieléctrico como ondas guiadas, por lo que se busca un sustrato grueso en comparación con la longitud de onda y una permitividad eléctrica baja, de esta forma se consigue que las ondas predominantes sean las ondas de fuga. Una baja permitividad permite aumentar el ancho de banda pero a costa de disminuir la impedancia equivalente de la antena [22].

Sin embargo, si la permitividad dieléctrica fuera alta lo que predominaría serían las ondas de superficie, pero, a cambio, un aumento de la permitividad consigue una disminución del tamaño de la antena.

La permitividad eléctrica efectiva ϵ_{eff} es una combinación de las permitividades eléctricas tanto del aire como del sustrato y por tanto se asume que la antena está inmersa en un solo medio homogéneo con dicha permitividad constante en todo el medio. Se calcula mediante la Ecuación 4.6.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (4.6)$$

Donde ϵ_r es la constante dieléctrica, h es la espesura del sustrato y W es la anchura del parche.

Como puede verse en la figura 4.9, el valor de ϵ_{eff} es levemente más pequeño que ϵ_r (los campos que se radian a través de los bordes del parche no se confinan en el sustrato, sino que se extienden por el aire). A frecuencias más bajas la diferencia entre ϵ_{eff} y ϵ_r es mayor, pero según va aumentando la frecuencia, ϵ_{eff} aumenta y se va acercando más al valor ϵ_r , aunque siempre será menor.

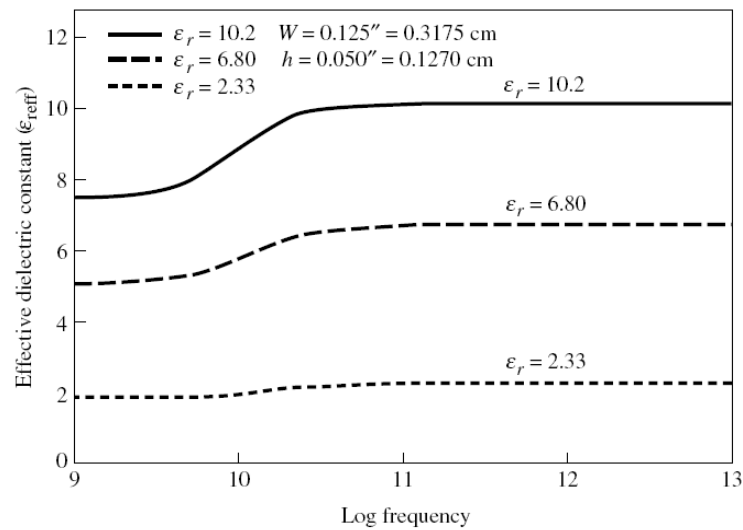


Figura 4.83. Representación de la constante dieléctrica efectiva (para unos valores determinados de ϵ_r : 10.2, 6.8 y 2.33) frente a la frecuencia en eje logarítmico [21].

Con el aumento del espesor del sustrato, h , los campos en los bordes se incrementan, lo cual aumenta la extensión de la longitud efectiva L , por el contrario disminuye la frecuencia de resonancia.

La directividad de la antena aumenta levemente con el crecimiento del grosor h (el área de apertura efectiva aumenta debido al incremento de ΔL), esta característica puede observarse en la figura 4.10. También puede observarse lo comentado anteriormente, a mayor permitividad eléctrica menor directividad ya que existen menos ondas de fuga y más de superficie.

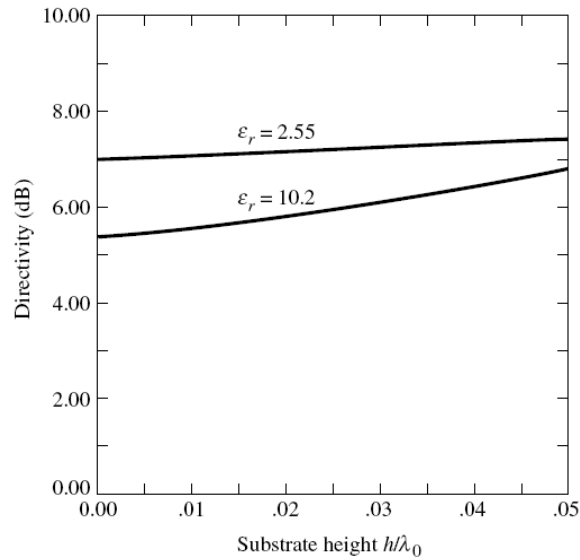


Figura 4.84. Representación de la directividad en dB de la antena frente al grosor del sustrato h/λ_0 , para dos valores dados de ϵ_r (2.55 y 10.2) [21].

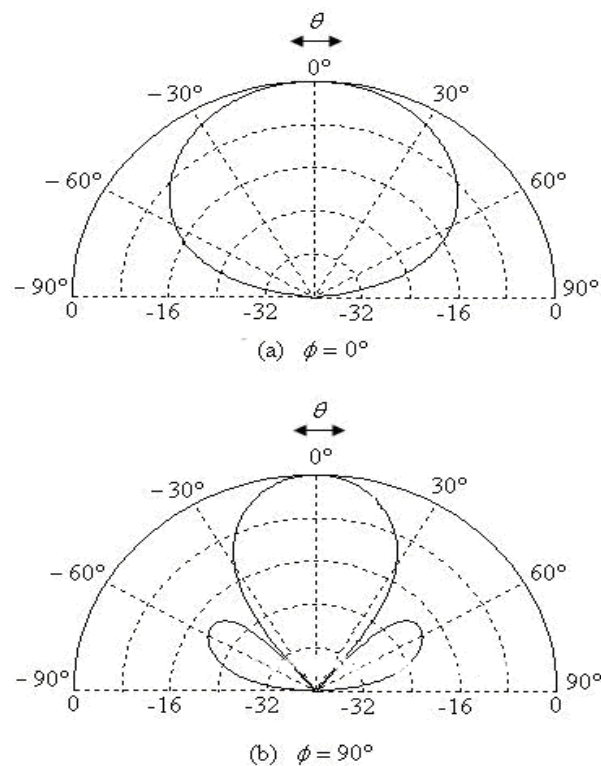


Figura 4.85. Ejemplo de diagrama de radiación de una antena de parche.

Si nos fijamos en el diagrama de radiación de este tipo de antenas que se muestra en la Figura 4.11, vemos que el patrón de radiación es omnidireccional, aunque presenta un diagrama de radiación con el máximo apuntando en la dirección de la perpendicular al plano que contiene la antena (broadside), hacia la parte superior de la misma.

Puede existir la radiación hacia la parte inferior del parche, ya que el plano de tierra tiene dimensiones infinitas, pero dichos lóbulos inferiores son muy pequeños comparados con el lóbulo principal.

En general, la eficiencia de la antena aumenta con un aumento en el espesor del sustrato inicialmente debido al aumento en la potencia radiada, pero después, comienza el descenso a causa del mayor nivel de polarización cruzada.

En el diseño de una antena, primero se fijan los valores de la frecuencia de operación, la permitividad eléctrica del sustrato y el grosor o altura del mismo, h . El ancho efectivo, W , se calcula mediante la Ecuación 4.7.

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4.7)$$

A continuación se explicarán los distintos métodos de alimentación existentes para las antenas de parche.

4.2.2 Métodos de Alimentación

Sin una estructura eficiente de alimentación las antenas Microstrip no funcionarían correctamente. Además si se quiere mejorar el rendimiento de impedancia de las antenas de parche se pueden realizar modificaciones en la estructuras de alimentación para conseguirlo [21].

Existen diferentes métodos para alimentar una antena Microstrip, los cuales se pueden dividir en tres categorías; alimentación directa, alimentación por proximidad y alimentación por apertura:

1.- Alimentación directa: este método requiere de un contacto directo entre la estructura de alimentación y la antena. Existen dos principales métodos:

- líneas impresas Microstrip
- conectores coaxiales

Alimentación por Microstrip: Consiste en conectarle a la antena de parche directamente una línea Microstrip con la cual, se busca una impedancia característica deseada. El método más sencillo, pero el que peor eficiencia aporta, en cuanto al ancho de banda.

Existen a su vez dos métodos de este tipo de alimentación. Una colocando la línea directamente al borde de la antena donde la variación en la posición de la línea provocará un cambio en la impedancia, como puede verse en la Figura b) 4.12.

Otra colocando la línea mediante inserción a la antena de parche, dónde en este caso la profundidad de la inserción es la que produce un cambio en la impedancia, este caso se puede observar en la Figura a) 4.12.

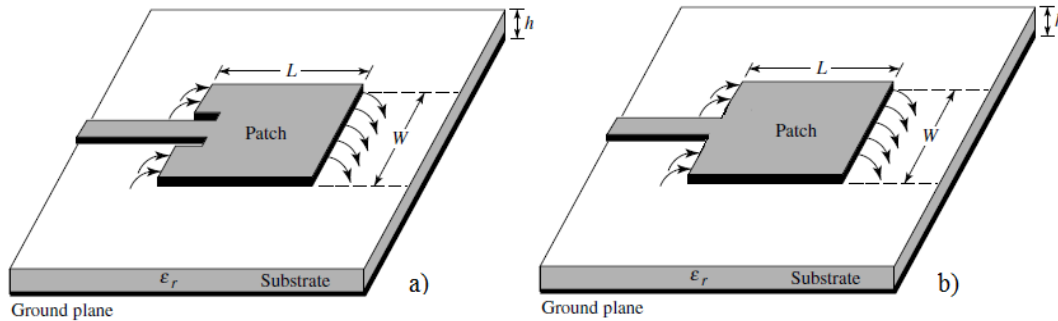


Figura 4.86. Métodos de alimentación directa mediante líneas Microstrip para antenas de parche. a) Alimentación directa con inserción. b) Alimentación directa sin inserción [21]

Alimentación por sonda coaxial: Donde la sonda del cable coaxial alimenta directamente al parche, atravesando el sustrato y conectando la parte negativa a la tierra de la antena. La impedancia cambiará según cambie la posición de la sonda con respecto al parche. Es uno de los métodos más comunes y puede observarse un ejemplo en la Figura 4.13.

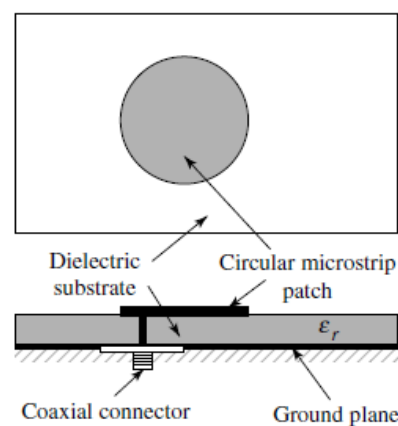


Figura 4.87. Método de alimentación directa mediante conector coaxial para una antena de parche [21].

Alimentación por acoplo: En estos casos la alimentación no tiene contacto directo con el parche sino que se trata de acoplamiento electromagnético. Este tipo de alimentación se compone por un lado del parche sobre su sustrato dieléctrico y por otra parte, debajo de la primera se sitúa una línea de alimentación sobre otro sustrato dieléctrico con un plano de masa, como puede observarse en la Figura 4.14.

Existe una ventaja en el diseño con este tipo de alimentación ya que ambos sustratos se pueden diseñar independientemente, el primero con sustrato más ancho y permitividad eléctrica baja para radiar más energía y el segundo sustrato más delgado y de permitividad más alta para funcionar mejor como guía de onda.

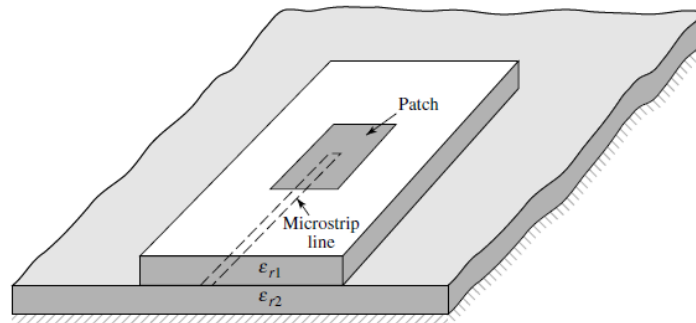


Figura 4.88. Método de alimentación por acoplamiento de una antena de parche [21].

Alimentación por apertura: Este método también utiliza dos sustratos distintos uno para el parche y otro para la alimentación, solo que separados por un plano de masa. El diseño se compone primero de la antena de parche con su correspondiente sustrato y su plano de masa, bajo este se sitúa otro sustrato dieléctrico y por último una línea de alimentación en la base, un ejemplo de esto, queda representado por la Figura 4.15. Pero hay que destacar que el plano de tierra tiene una apertura cuyas dimensiones y posición hacen cambiar el valor de la impedancia. Una ventaja es situar la línea de alimentación separada del parche por el plano de masa lo que evita interferencias.

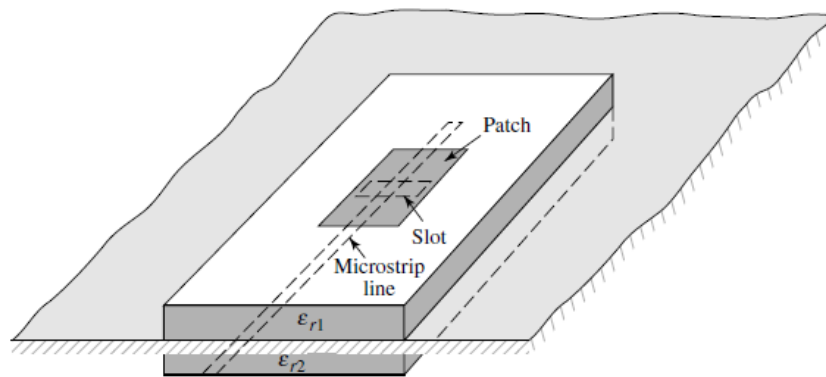


Figura 4.89. Método de alimentación por apertura de una antena de parche [21].

4.3 Antena de parche circular

Tras el parche rectangular, la siguiente configuración más popular es el parche circular, que permite distribuciones de campo con simetría de rotación respecto al eje Z, es decir, preservan la simetría de revolución [23] y [21].

Un parche circular debe estar localizado simétricamente en el sustrato. Sin embargo, el punto de alimentación estará colocado de forma asimétrica al parche.

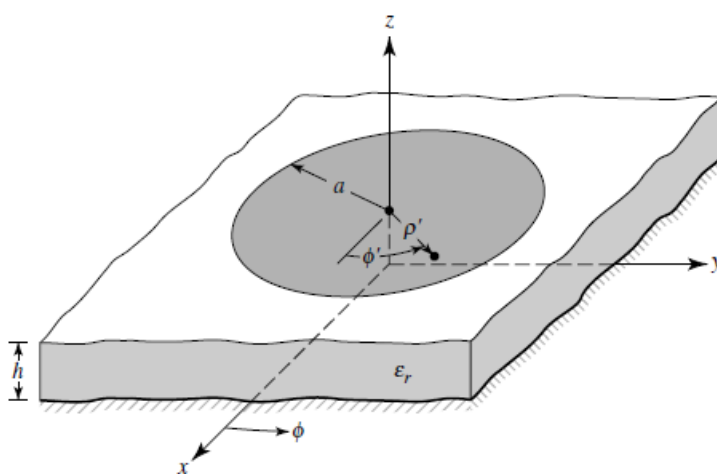


Figura 4.90. Representación de la geometría de una antena de parche circular [21].

Al igual que el caso del parche rectangular, los modos que principalmente son soportados por una antena Microstrip circular, cuya altura del sustrato es pequeña ($h \ll \lambda$), son TM^z , donde la coordenada z es perpendicular al parche, como puede verse en la Figura 4.16, que representa la geometría de una antena de parche circular usando para este caso coordenadas cilíndricas.

Existen dos grados de libertad, la longitud y la anchura, para el control de la antena de parche rectangular. Por lo tanto el orden de los modos se puede cambiar modificando las dimensiones relativas de la anchura y la longitud del parche. Sin embargo, para el parche circular, sólo hay un grado de libertad para su control, el radio del parche.

A la hora de analizar la antena de parche circular es útil tratar el parche, el plano de tierra, y el material dieléctrico situado entre los dos como una cavidad circular, debido a la presencia de las paredes formadas por los campos eléctrico y magnético. La cavidad se compone de dos conductores eléctricos perfectos en la parte superior e inferior para representar el parche y el plano de tierra, y por un conductor magnético perfecto cilíndrico alrededor de la periferia circular de la cavidad, lo cual queda representado en la Figura 4.17.

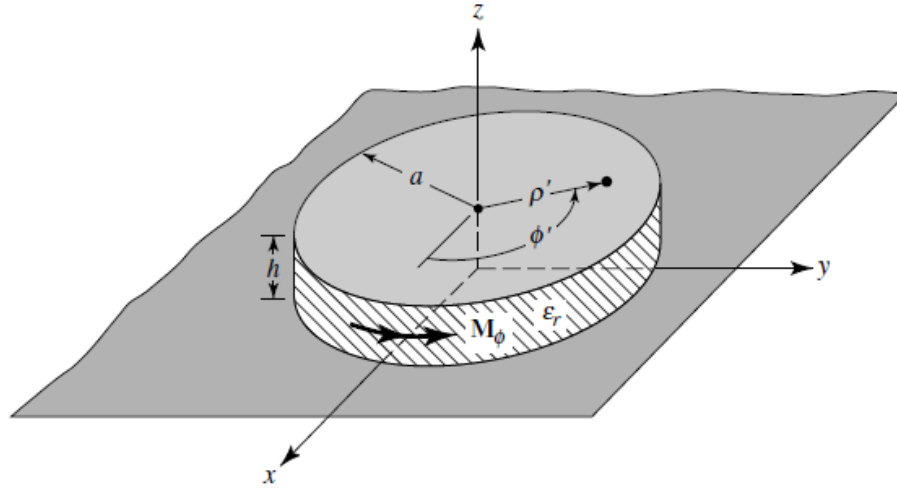


Figura 4.91. Representación del modelo de cavidad para una antena de parche circular Microstrip [21].

Dentro de la cavidad, se generan ondas estacionarias entre ambas paredes eléctrica y magnética. Su funcionamiento es parecido a un circuito resonante con pérdidas.

La frecuencia de resonancia de la cavidad, sabiendo que este tipo de antenas presentan un sustrato de altura o espesor h bastante pequeño ($h < 0.05\lambda_0$), para las cuales el campo a lo largo de z es esencialmente constante, está determinado por la Ecuación 4.8, para el modo TM_{mn0}^z .

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left(\frac{X_{mn}}{a} \right) \quad (4.8)$$

Donde X_{mn} representa los ceros de la derivada de la función de Bessel $J_m(x)$ y determina el orden de la frecuencia de resonancia. Los primeros cuatro valores de X_{mn} , son:

$$X_{11}=1.8412, X_{21}=3.0542, X_{01}=3.8318, X_{31}=4.2012$$

Los primeros cuatro modos, son TM_{110}^z , TM_{210}^z , TM_{010}^z , TM_{310}^z . El modo dominante es el TM_{110}^z y para este, la frecuencia de resonancia se calcula mediante la Ecuación 4.9.

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1.8412 v_0}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.9)$$

Donde v_0 representa la velocidad de la luz en el espacio libre.

Al igual que sucedió con el parche rectangular, en esta ocasión el parche también se ve eléctricamente más largo y esto se calcula al introducir un factor de corrección conocido como radio efectivo a_e , ya que, hay que tener en cuenta los ya mencionados efectos de fringing. El cálculo del radio efectivo viene a través de la Ecuación 4.10.

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (4.10)$$

Por lo tanto, la frecuencia de resonancia especificada en la ecuación 4.9 para el modo dominante TM_{110}^z debería ser modificada usando la expresión de la Ecuación 4.10 obteniendo de esta forma la representación de la frecuencia de resonancia mediante la Ecuación 4.11.

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412 v_0}{2\pi a_e \sqrt{\mu \epsilon}} \quad (4.11)$$

4.4 Simulaciones.

En esta sección, se analizan dos simulaciones de antenas de parche circular, la primera diseñada para ofrecer una impedancia de entrada de $50\ \Omega$ y la otra adaptada al circuito doblador con diodo MA4E1317 presentado en el capítulo 3.

Para el diseño del elemento radiante se ha elegido usar antenas de parche, las cuales son fáciles de integrar con la tecnología Microstrip del circuito doblador. Este tipo de antenas son ligeras y de pequeño tamaño, sobre todo a las altas frecuencias a las que se trabaja en este proyecto. Además, como ya se ha comentado son fáciles de fabricar y de bajo coste.

La geometría de la antena de parche será circular, la cual presenta simetría de revolución y en comparación con la antena de parche cuadrada evita la difracción asociada a las esquinas.

El tipo de alimentación escogida para dicha antena de parche es mediante línea de transmisión con inserción, debido a que no es posible usar sonda coaxial a la frecuencia de trabajo de 30GHz, pues el tamaño de la antena es tan pequeño, que no es posible soldar el conector. Se ha escogido el método de línea de transmisión con inserción puesto que ofrece más parámetros (comparado con el método de línea de transmisión clásico) con los que jugar, para poder obtener la impedancia deseada.

Para el diseño y posterior simulación de dichas antenas de parche se ha utilizado el software CST Microwave Studio.

4.4.1 Antena de parche circular a 50Ω

Primero se realiza un primer diseño de una antena de parche circular a 50Ω que servirá de base para llevar a cabo el diseño posterior y definitivo.

A la hora de elegir el sustrato y su grosor, lo ideal sería elegir un sustrato con permitividad baja y de un grosor lo más elevado posible, lo cual nos proporcionaría un ancho de banda mayor y unas pérdidas de radiación menores. Pero hay que tener en cuenta que dicha antena se va a integrar con el circuito doblador, luego se utilizará el mismo tipo de sustrato y con el mismo grosor para la compatibilidad entre ambos. Por ello, el sustrato será Duroid 5880 del fabricante Rogers, cuyos parámetros se mostraban en el capítulo 3 en la tabla 3.1.

Atendiendo a lo explicado en las secciones anteriores, en este caso la permitividad del sustrato es baja pero el grosor es bastante pequeño.

CAPÍTULO 4: ANTENAS IMPRESAS

En cuanto a la elección de la anchura de la línea, ocurre igual que con el sustrato, la línea de transmisión que alimenta al parche circular debe ser de la misma anchura que la de la línea de transmisión de salida del doblador, $W = 0.3735\text{mm}$ (ancho de línea de transmisión para 30 GHz).

Como se explica en la introducción de esta sección, ya se ha escogido la geometría del parche y su método de alimentación, que queda representado en la figura 4.18, la cual muestra la vista frontal (a) y de perfil (b), del diseño de la antena de parche.

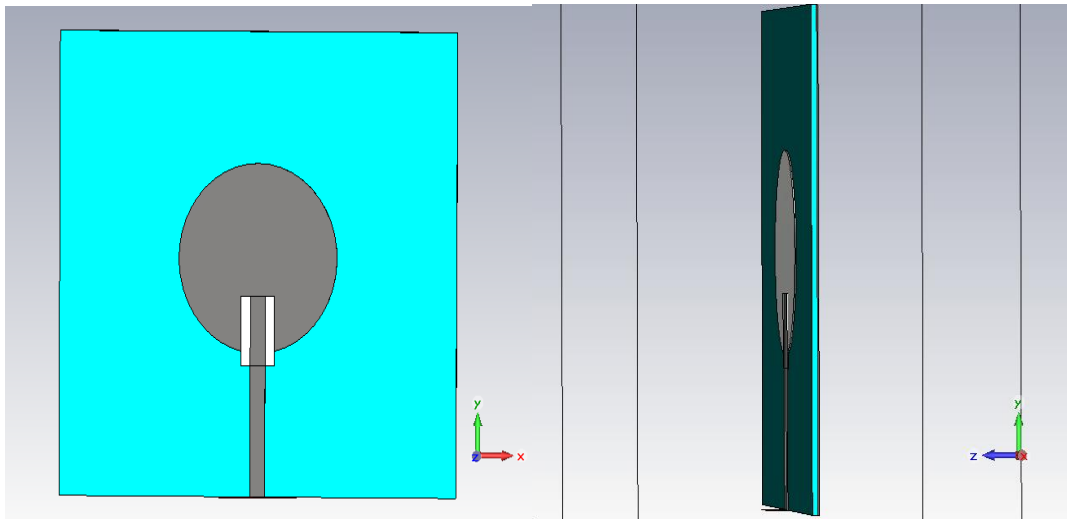


Figura 4.92. Representación geométrica de la antena de parche circular con vista frontal y de perfil de la antena de parche a 30GHz adaptada a 50Ω .

Las dimensiones del parche y los parámetros que serán utilizados en su diseño y simulación, se muestran en la Figura 4.19 y en la Tabla 4.1.

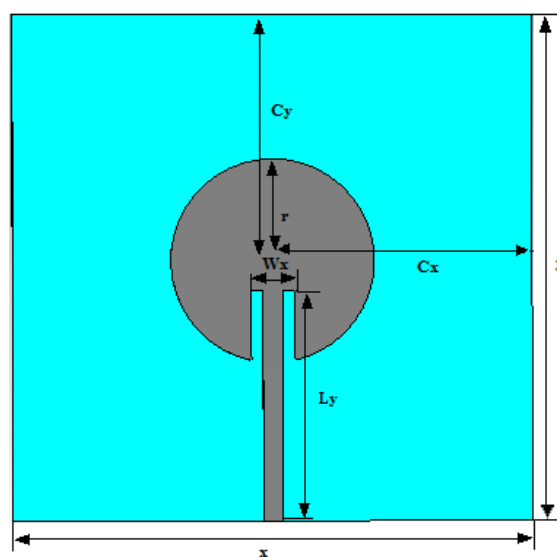


Figura 4.93. Representación geométrica acotada por los parámetros utilizados en el diseño y simulación de la antena de parche circular.

Parámetro	Longitud (mm)
x : Longitud horizontal sustrato	10
y : Longitud vertical sustrato	9,75
r : Radio del parche circular	1.96
Wx: Anchura de la línea de tx + inserción en el parche	0.82
Lx: Longitud de la línea de tx	4.44
Cx: Distancia en el eje x del centro	5
Cy: Distancia en el eje y del centro	4,75

Tabla 4.5. Parámetros usados en el diseño y simulación de la antena de parche circular a 30GHz adaptada a 50Ω.

La dimensión del grosor de la capa del parche de cobre y el grosor del plano de masa, es de 34 μm .

Para conseguir, en este caso, una impedancia lo más ajustada a 50 Ω se fueron modificando el valor tanto de las dimensiones de la línea de transmisión utilizada para la alimentación, como del radio del parche, con el fin de establecer el punto donde se produzca la mayor resonancia posible a la frecuencia de 30 GHz.

En la Figura 4.20 se representa el módulo del coeficiente de reflexión (S_{11}) en dB, que equivale a representar las pérdidas de retorno de la antena. Como se puede ver en la figura se muestra una resonancia de -31.7dB a los 30,07 GHz, por lo que la adaptación que se consigue es muy buena.

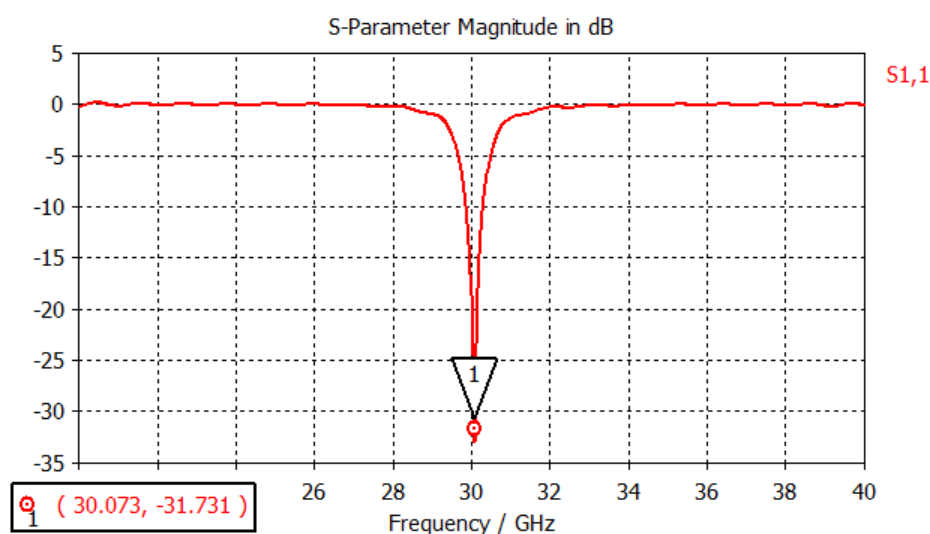


Figura 4.94. Coeficiente de reflexión (S_{11}) para la antena de parche circular a 30GHz adaptada a 50Ω.

CAPÍTULO 4: ANTENAS IMPRESAS

Si ahora nos fijamos en la impedancia de entrada representada en la Carta de Smith, mostrada en la figura 4.21, puede verse como se acerca a los 50Ω que se desean conseguir $51,9+j0,25\Omega$

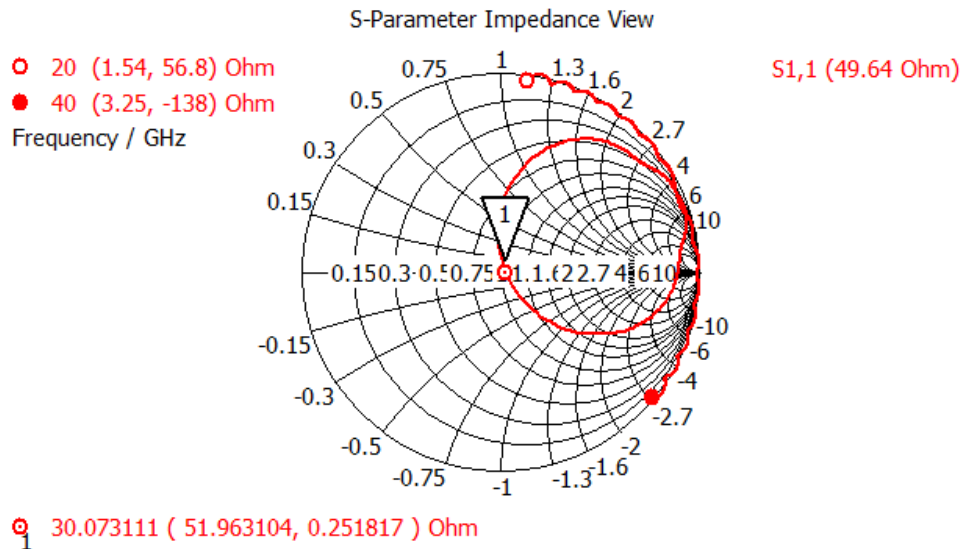
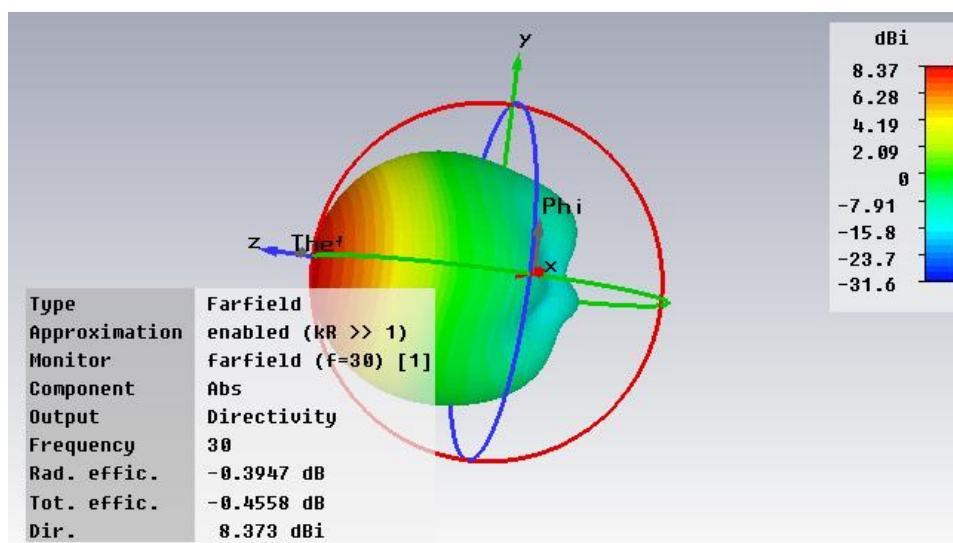


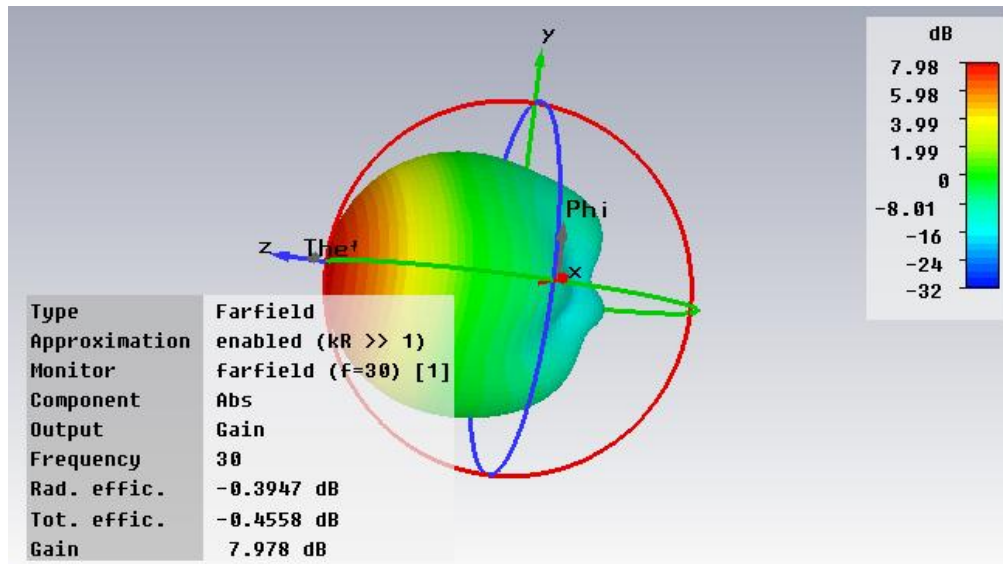
Figura 4.95. Representación de la impedancia de entrada en la Carta de Smith, para la antena de parche adaptada a 50Ω , destacando la frecuencia de trabajo, 30GHz.

Como puede verse en la figura 4.21, con un aumento en la frecuencia, la impedancia de entrada se mueve en la dirección de las agujas del reloj por la carta de Smith.

Los resultados de la simulación se muestran en la figura 4.22 que representa el diagrama de radiación en 3D. Como puede apreciarse, el máximo de radiación apunta al eje Z positivo, lo que confirma claramente que nos encontramos ante un modo broadside.



a) Directividad



b) Ganancia

Figura 4.96. Diagrama de radiación en 3D de la antena de parche a 30GHz adaptada a 50Ω.
 a) Representación de la directividad. b) Representación de la ganancia.

La Figura 4.22 a) muestra la directividad del diagrama de radiación en campo lejano y la Figura 4.22 b) muestra el mismo diagrama de radiación pero relativo a la ganancia de la antena de parche.

El valor de máxima directividad obtenido es 8,373 dB y el valor de la ganancia de la antena es de 7.978 dB, ambos valores muy cercanos entre sí. Sabiendo que la eficiencia de la antena (η) se define como la relación entre la potencia radiada y la entregada (valor comprendido entre 0 y 1), si se quiere calcular la ganancia se sabe que está relacionada con la eficiencia y la directividad mediante la Ecuación 4.4 anteriormente presentada.

Por tanto, conociendo tanto la directividad como la ganancia se calcula la eficiencia de la presente antena de parche obteniendo un valor de 0.953, que es un valor de eficiencia alto muy cercano a 1, ya que se ha simulado con un conductor eléctrico perfecto que no representa las pérdidas.

A continuación para mejorar la visión de la radiación de la antena se muestran los gráficos en 2 dimensiones en coordenadas polares, que representan la radiación en los planos XY (fijando θ igual a 90° y representando con respecto a ϕ) y ZY (fijando ϕ igual a 90° y representando respecto a θ).

PLANO XY

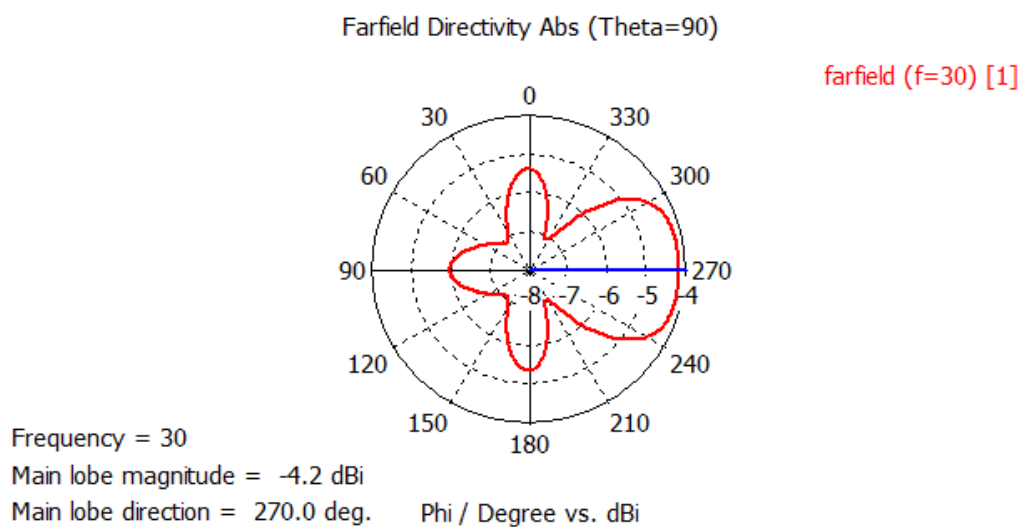


Figura 4.97. Diagrama de radiación para la antena de parche a 30GHz adaptada a 50Ω en el plano XY.

PLANO ZY

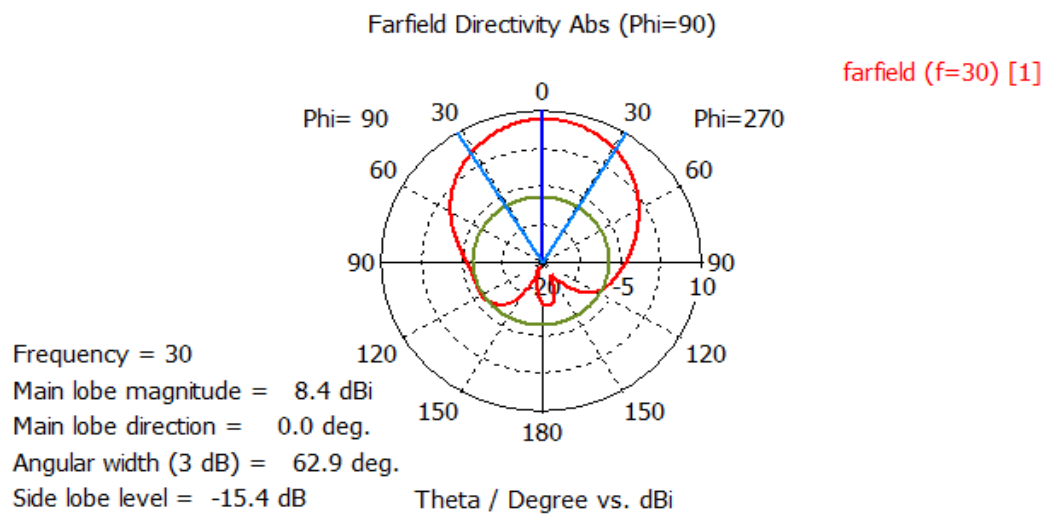


Figura 4.98. Diagrama de radiación para la antena de parche a 30GHz adaptada a 50Ω en el plano ZY.

Dichas gráficas serán comparadas con las presentadas en la siguiente sección, relativas al parche circular adaptado al circuito doblador.

4.4.2 Antena de parche circular adaptada al doblador

Tras el paso inicial anterior, se reutiliza el mismo diseño para la antena de parche definitiva que será integrará con el circuito doblador. En este caso en lugar de trabajar con un conductor eléctrico perfecto, se ha usado como material el cobre, representando ahora si las pérdidas que introduce el material. La vista frontal y del perfil de la antena puede verse en la Figura 4.25.

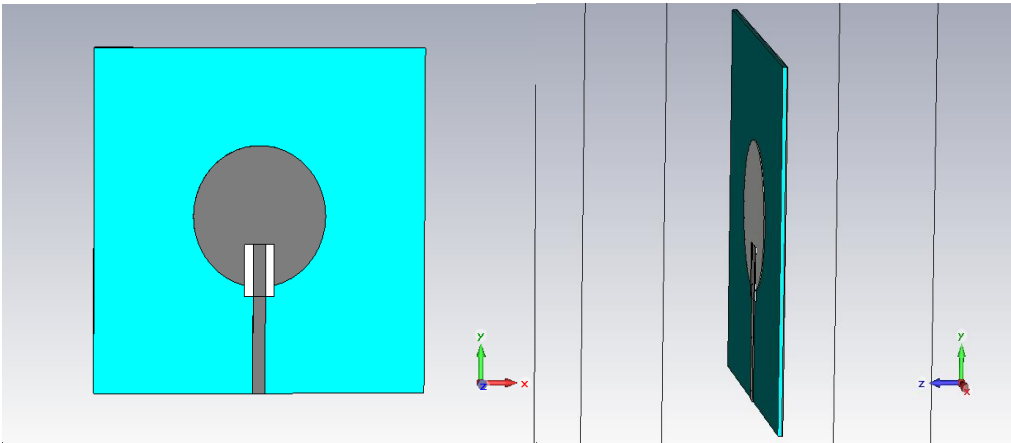


Figura 4.99. Representación geométrica de la antena de parche circular con vista frontal y de perfil de la antena de parche a 30GHz adaptada al circuito doblador.

En este caso se han ido modificando los parámetros anteriormente mostrados en la Figura 4.19, hasta conseguir la impedancia más próxima a la impedancia deseada, cuyos valores definitivos se muestran en la tabla 4.2.

Parámetro	Longitud (mm)
x : Longitud horizontal sustrato	10
y : Longitud vertical sustrato	9,75
r : Radio del parche circular	2
Wx: Anchura de la línea de tx + inserción en el parche	0.9
Lx: Longitud de la línea de tx	4.21
Cx: Distancia en el eje x del centro	5
Cy: Distancia en el eje y del centro	4,75

Tabla 4.6 Parámetros usados en el diseño y simulación de la antena de parche circular a 30GHz adaptada al circuito doblador.

La impedancia deseada para su integración con el doblador coincide con la impedancia vista en las gráficas de Load-Pull para el doblador con diodo MA4E1317 que se

CAPÍTULO 4: ANTENAS IMPRESAS

mostraban en el capítulo 3. La gráfica 4.26 muestra la grafica de Load-Pull del doblador, dónde LPCmax representa la impedancia que debe ver el doblador a su salida (máxima transferencia de potencia) y por tanto es la impedancia de entrada que debe tener la antena de parche.

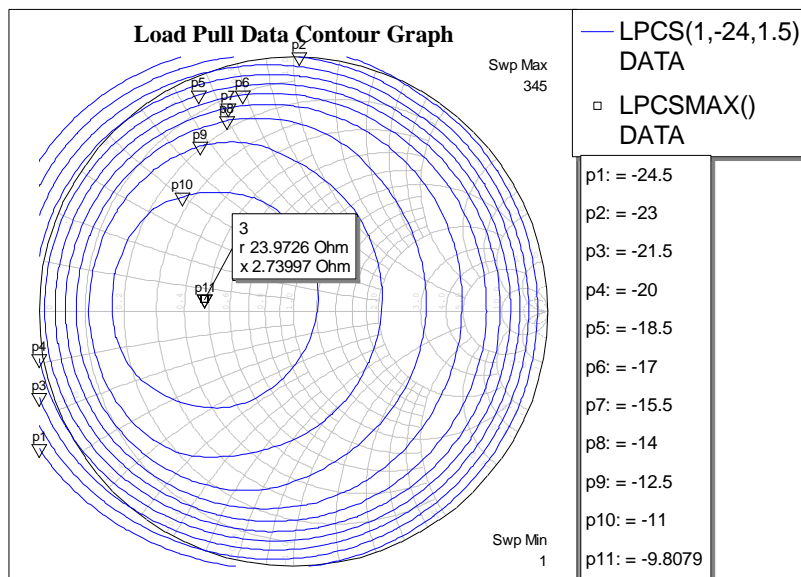


Figura 4.100. Gráfica Load-Pull del doblador que representa la impedancia de entrada que debe tener la antena de parche circular.

Si ahora nos fijamos en la Figura 4.27, puede verse que la impedancia de entrada de la antena que se ha conseguido, $Z=25.7+j6.81\Omega$, es similar a la impedancia deseada.

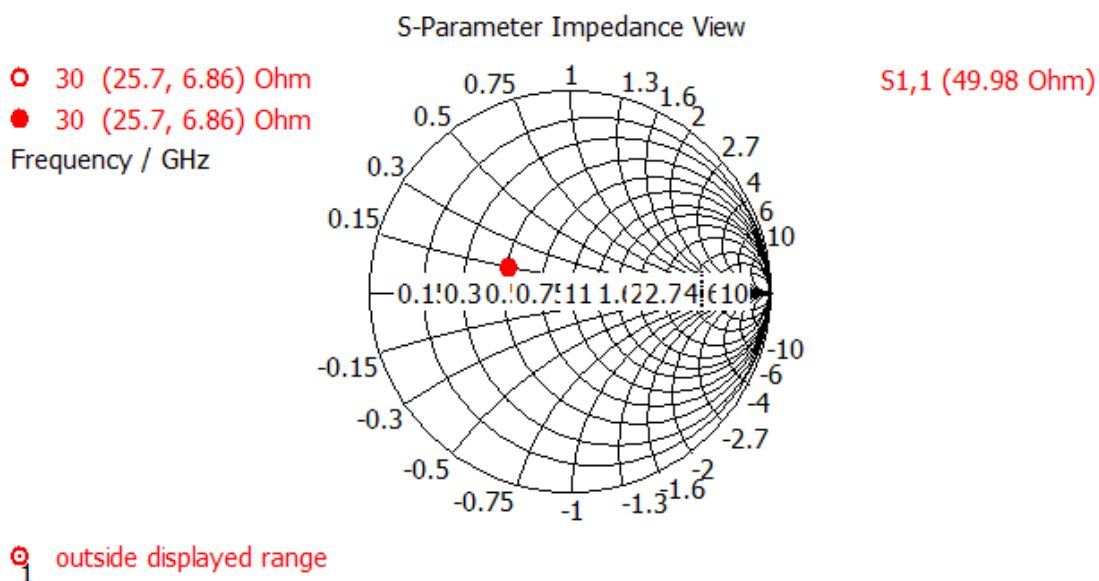


Figura 4.101. Representación de la impedancia de entrada en la Carta de Smith para la antena de parche a 30GHz adaptada al circuito doblador.

Si ahora miramos el módulo en dB's del parámetro S_{11} mostrado en la figura 4.28, vemos cómo ha empeorado la adaptación subiendo hasta -9.5dBs, algo de esperar ya que se ha buscado alejarse de la impedancia de entrada de 50Ω hasta alcanzar un valor próximo a la impedancia deseada.

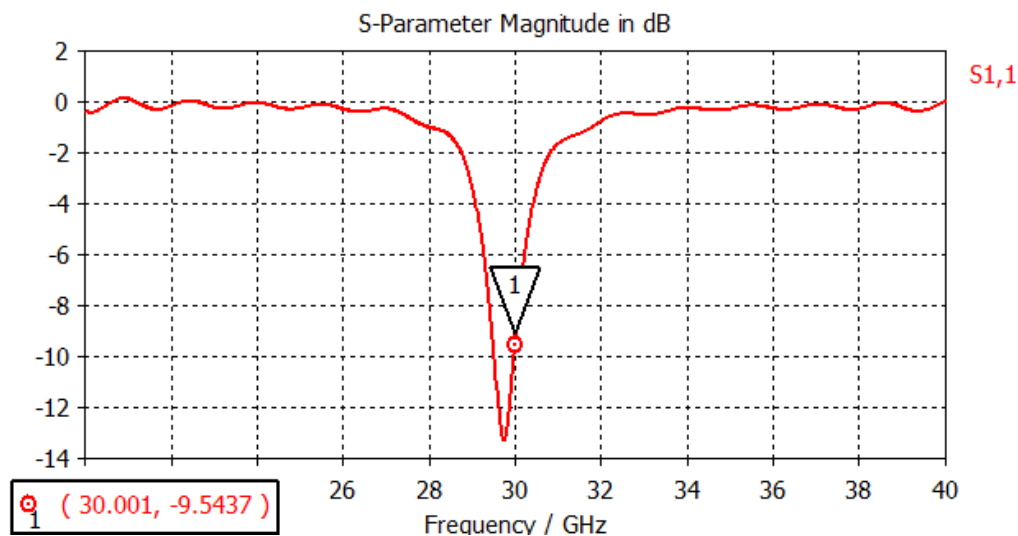
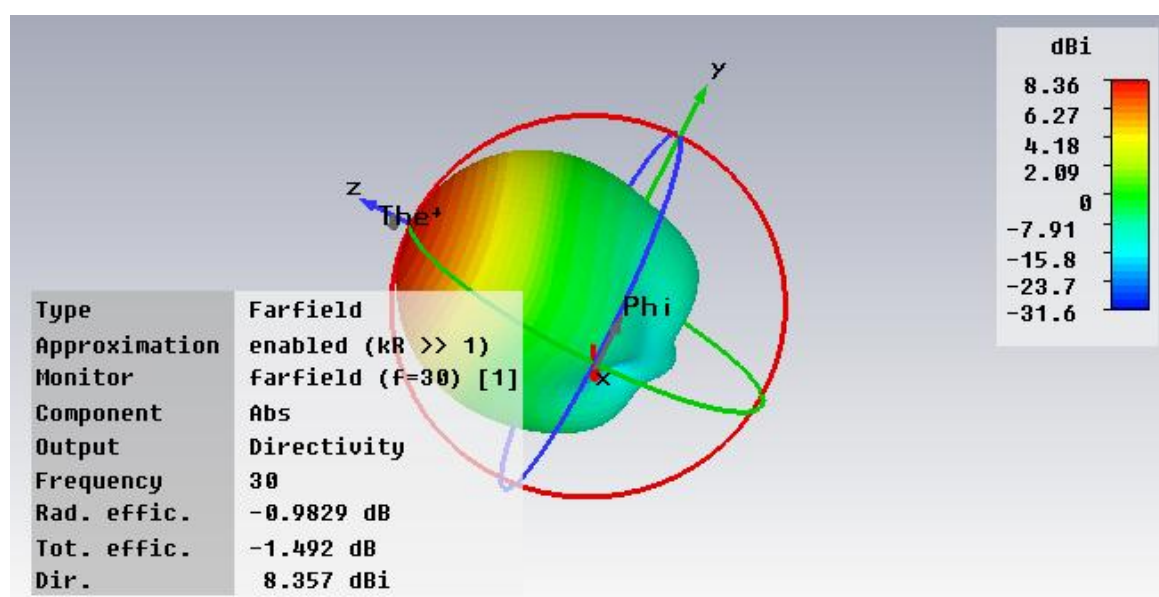


Figura 4.102. Representación del parámetro S_{11} , de la antena de parche a 30GHz adaptada al circuito doblador.

Los resultados de la simulación se muestran en la figura 4.29 que representa el diagrama de radiación en 3D. Al igual que en el diseño anterior, el máximo de radiación apunta al eje Z positivo.



a) Directividad

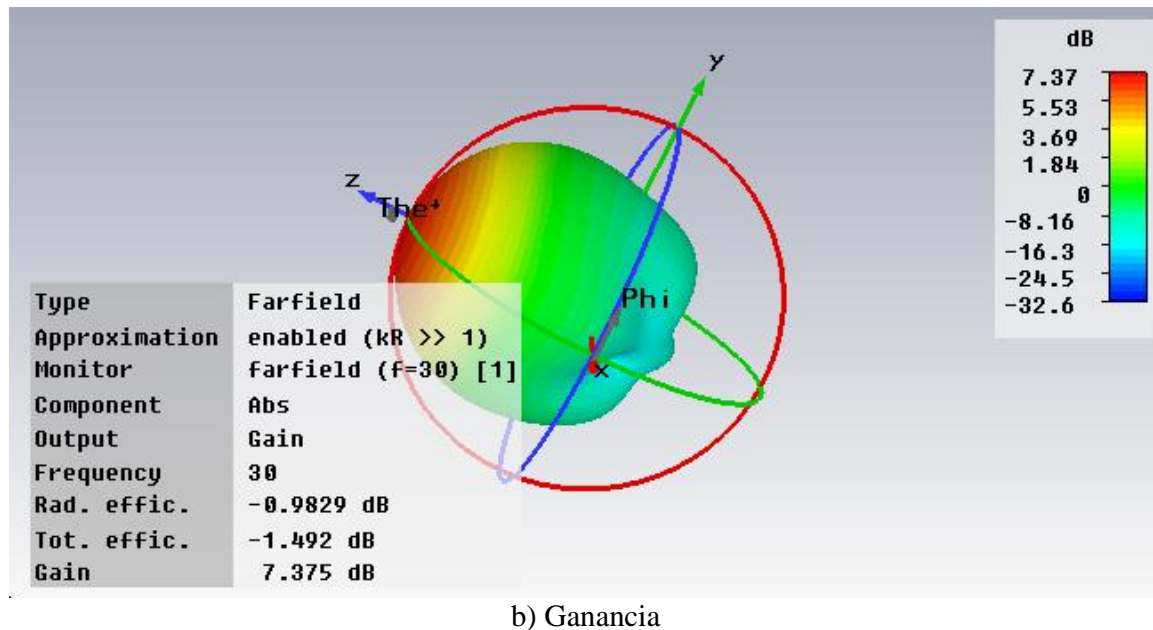


Figura 4.103. Diagrama de radiación en 3D de la antena de parche a 30Ghz adaptada al circuito doblador. a) Representación de la directividad. b) Representación de la ganancia.

La Figura 4.29 a) muestra la directividad del diagrama de radiación en campo lejano y la Figura 4.29 b) muestra el mismo diagrama de radiación pero relativo a la ganancia de la antena de parche.

El valor de máxima directividad obtenido es 8,357 dB y el valor de la ganancia de la antena es de 7.375 dB, al igual que en el caso anterior, ambos valores muy cercanos entre sí y aplicando la misma fórmula que relaciona la directividad con la ganancia, se obtiene un valor de 0.88, que es un valor de eficiencia alto y cercano a 1, pero peor que en el caso del diseño anterior puesto que en este caso se está simulando con un material real que introduce pérdidas.

Por último, se muestran los gráficos en 2 dimensiones en coordenadas polares, que representan la radiación en los planos XY (fijando θ igual a 90° y representando con respecto a ϕ) y ZY (fijando ϕ igual a 90° y representando respecto a θ)

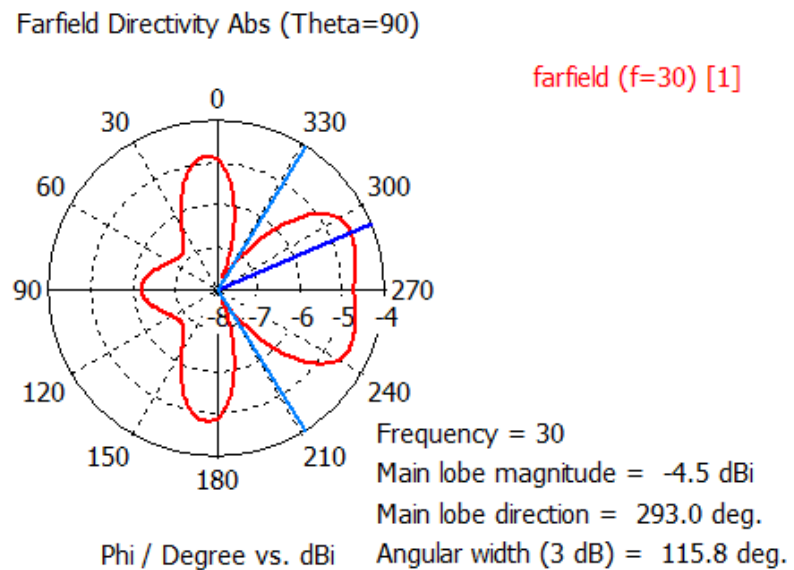
PLANO XY

Figura 4.104. Diagrama de radiación para la antena de parche a 30GHz adaptada al circuito doblador en el plano XY.

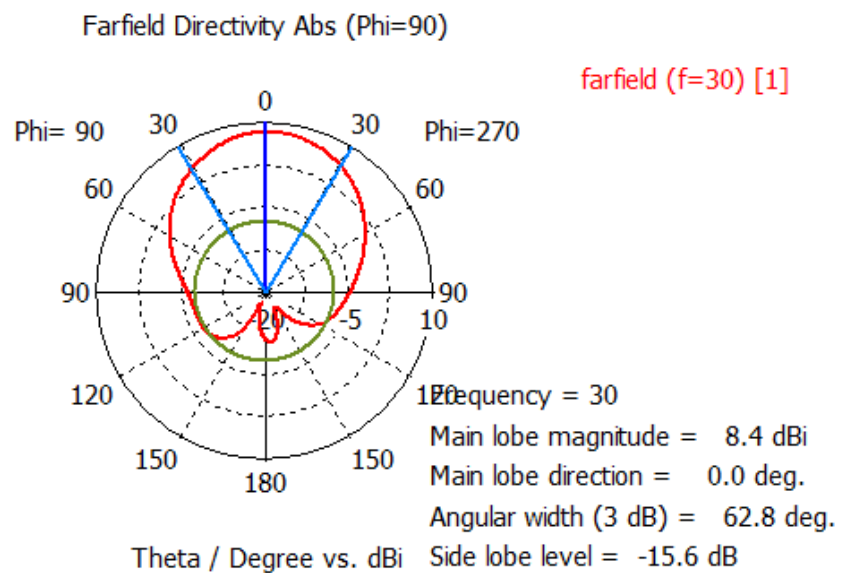
PLANO ZY

Figura 4.105. Diagrama de radiación para la antena de parche a 30GHz adaptada al circuito doblador en el plano ZY.

CAPÍTULO 4: ANTENAS IMPRESAS

En la Figura 4.30 se puede ver el diagrama de radiación del parche circular en el plano E ($\theta = 90^\circ$) cuyo lóbulo principal se encuentra aproximadamente en $\varphi = 270^\circ$ y alcanza una directividad de -4.5 dBi.

En la Figura 4.31 se puede ver el diagrama de radiación del parche circular en el plano H ($\varphi = 90^\circ$) cuyo lóbulo principal se encuentra en $\theta = 0^\circ$, el máximo apuntando en la dirección de la perpendicular al plano que contiene la antena (broadside) y alcanza una directividad de 8.4 dBi, el nivel de los lóbulos secundarios alcanza el valor de -15.6dB, luego hay un predominante lóbulo principal que marca la directividad de la antena. La existencia de lóbulos secundarios, como ya se ha comentado puede deberse a que el plano de tierra tiene dimensiones infinitas (pequeños comparados con el lóbulo principal). Si comparamos con el valor obtenido de máxima directividad del diagrama en tres dimensiones, vemos que coinciden ambos valores ($8.357 \text{ dBi} \cong 8,4 \text{ dBi}$).

Comparándolo con las gráficas obtenidas en la sección anterior para el parche adaptado a 50Ω , vemos que las gráficas tienen la misma estructura, prácticamente no cambian los valores de directividad ($8.373 \text{ dBi} \cong 8,4 \text{ dBi}$), ni el nivel de lóbulos secundarios que en caso anterior era de -15.4 dBi. La clara ventaja que obtenemos con este diseño, es que al adaptarla al circuito doblador las pérdidas de transferencia de potencia entre ambos elementos serán reducidas al máximo.

Capítulo 5

Resultados Experimentales

5.1 Introducción

En el presente capítulo se muestran y analizan los resultados experimentales obtenidos tras la fabricación realizada por un lado del circuito doblador de 15GHz a 30GHz con diodo MA4E1317, y por otro lado de la antena de parche circular resonante a 30GHZ.

Para la realización de las medidas experimentales expuestas a continuación, es necesario el uso, tanto del analizador de redes, como del analizador de espectros, que hay en el laboratorio.

El analizador de redes es un instrumento de medida que permite caracterizar comportamientos lineales y no lineales, tanto para dispositivos pasivos como activos [29].

El análisis de redes hace referencia a la medición precisa de las proporciones de la señal reflejada, de la señal incidente, y de la señal transmitida del dispositivo bajo test (DUT).

Dentro de los distintos tipos de analizadores de redes, existe una división clara entre:

- Analizador escalar: mide solamente el módulo de los parámetros de transmisión o reflexión.
- Analizador vectorial: mide módulo y fase de los parámetros S.

CAPÍTULO 5: RESULTADOS EXPERIMENTALES

El modelo del analizador de redes del laboratorio funciona hasta una frecuencia límite de 30Ghz, este hecho hay que tenerlo en cuenta, ya que en las siguientes medidas relativas a la salida del circuito se llevará al límite la respuesta del analizador.

El analizador de espectro es un instrumento utilizado para analizar una señal en el dominio de la frecuencia, a través de la (FFT, Fast Fourier Transform), un proceso matemático que transforma una señal en sus componentes espectrales. Con dicho dispositivo se puede obtener la medida de frecuencia, potencia, componentes armónicas, no armónicas, distorsión, interferencias y ruido, y todo ello a partir de la información contenida en el espectro de la señal [29].

En este caso se utiliza para la medida de pérdida de conversión del circuito doblador sobre el que se ha trabajado en este proyecto.

Hay que tener en cuenta, que un analizador de espectros no debe dar los mismos valores de potencia que un medidor de potencia, ya que el primero da potencias de pico con una banda de integración ajustable en rangos de frecuencias, mientras que el segundo es un instrumento de banda ancha que integra en bandas muy amplias y da potencias medias.

Es importante explicar el concepto de algunos parámetros a los que se harán referencia en las siguientes secciones, utilizados en la toma de medidas:

1.- Span: Representa el ancho de barrido que realiza el oscilador local en forma lineal, es decir, es el margen de frecuencias en el cual se quiere hacer la medida. Varía entre 0 y toda la banda que cubre el analizador. Se expresa en Hz/div de pantalla.

2.- Nivel de Referencia: Es el valor de referencia tomado para todas las medidas. Las mediciones efectuadas con dicho nivel de referencia poseen la máxima exactitud, ya que desaparece el error de linealidad o error de subdivisión de escala.

3.- Ancho de banda de resolución, RBW: Los analizadores de espectro permiten fijar el ancho de banda del último filtro de frecuencia intermedia, lo cual permite fijar el ancho de banda de resolución, RBW.

Este parámetro define la selectividad de un analizador para señales de idéntica amplitud próximas entre sí, es decir, si dos componentes de la misma amplitud están separadas en frecuencia menos que el valor del parámetro de RBW, no se puede medir, puesto que se enmascaran las dos componentes.

El valor del RBW se extiende entre 10 Hz y 3 MHz.

4.- Ancho de banda de video, VBW: Representa el ancho de banda del filtro paso bajo que se encuentra después del detector.

El ancho de banda de vídeo regula el ancho de banda previo a la monitorización en pantalla, determina la capacidad para discriminar entre dos niveles de potencia diferentes, pero no debe confundirse con el ancho de banda de resolución.

Este filtro se utiliza para "suavizar" la señal mediante la eliminación de ruido de la envolvente, mejorando la sensibilidad. Similar al RBW, el VBW afecta al tiempo de barrido de la pantalla si el VBW es menor que el RBW.

Tras la explicación sobre los instrumentos empleados para la toma de medidas experimentales, en los siguientes apartados se detallan los pasos realizados y los resultados obtenidos.

5.2 Circuito Doblador

El prototipo del circuito doblador de 15 a 30 GHz fabricado se puede observar en la Figura 5.1. El conector empleado es de tipo SMA 1,85, adecuado para las dimensiones del circuito, y el cual permite trabajar hasta 70 GHz.

Para realizar la conexión con el analizador de redes, es necesario un conector de tipo SMA 3,5. Este tipo de conector se encuentra al límite para su utilización a 30 GHz, según sus especificaciones. Por ello, se ha utilizado un adaptador, ya que entre otras diferencias el tamaño de la rosca externa de los conectores de 1,85 es más grande que la SMA 3,5.

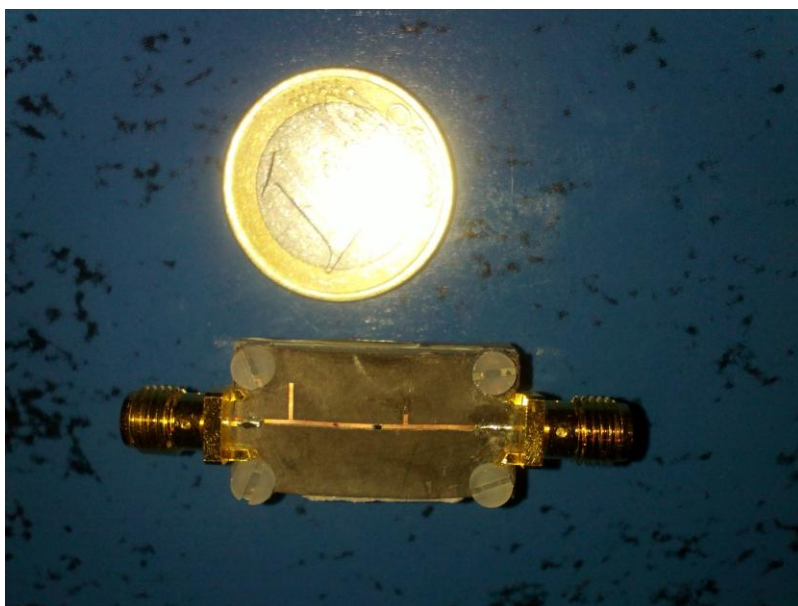


Figura 5.106. Circuito doblador impreso de 15 a 30GHz con diodo MA4E1317

La utilización de los conectores y adaptadores, anteriormente comentados, junto con los cables usados, representan pérdidas en la medida realizada, por ello y por los errores inherentes al sistema, que no depende del cuidado que se ponga en la medida, conviene estimarlos para luego compensarlos en la medida correspondiente. Esta técnica se denomina calibración y en este caso, se llevó a cabo la calibración electrónica completa en el analizador de redes en un rango de frecuencias de 10 a 40 GHz.

También hay que tener en cuenta que la fabricación de circuito es complicada debido a su pequeño tamaño y al uso de un sustrato muy delgado, sobre el que hay que fijar los conectores.

Para la realización de la medida de las pérdidas de conversión del circuito doblador, se conectó la entrada del circuito al analizador de redes, introduciéndole una potencia de 10dB'm para poder compararlo con las simulaciones ya realizadas, y la salida del circuito se conectó directamente al analizador de espectro, obteniendo el espectro que puede verse en la Figura 5.2.

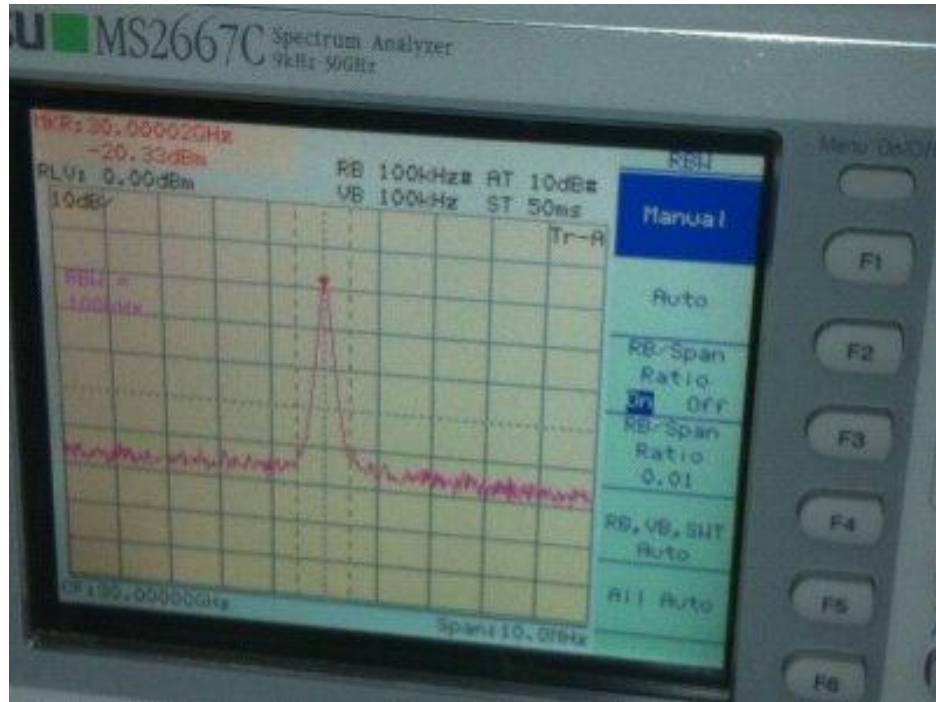


Figura 5.107. Potencia transferida por el circuito doblador con una potencia de entrada de 10dBm

Como puede observarse fijándose los valores de span a 10MHz , el RBW y el VBW a 100KHz y el nivel de referencia a 10 dBm, se obtiene una potencia de -20,3 dBm a la frecuencia de 30GHz. Por ello se calculan unas pérdidas de 30,3 dB's, lo cual aumenta significativamente con las obtenidas en simulación que estaban en torno a los 10 dB's, teniendo en cuenta que las pérdidas introducidas por los conectores, adaptadores, y cables medidas con la calibración del analizador de redes están en torno a 1dB.

Debido a la gran cantidad de pérdidas obtenidas, se realizó una medida de las pérdidas que introducía el analizador de espectro, al cual se le introducía directamente una señal de 10dBm y se anoto las pérdidas que representaba a diferentes valores de frecuencia entorno al rango de frecuencias con el que estamos trabajando, dichos valores obtenidos se presentan en la Figura 5.3.

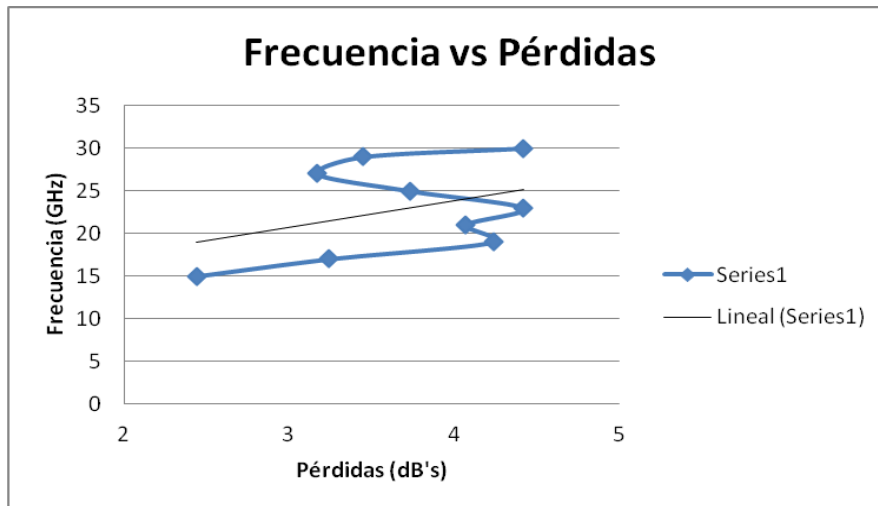


Figura 5.108. Representación gráfica de las pérdidas del analizador de espectros frente a la frecuencia.

Como puede observarse la representación gráfica tiene una tendencia aproximadamente lineal, aumentando las pérdidas según aumenta la frecuencia de trabajo.

A pesar de las pérdidas introducidas por el analizador se obtienen un valor de pérdidas de conversión bastante altas, alrededor de unos 20 dBs más que las obtenidas en la simulación. Esta gran diferencia se debe, entre otras cosas, a que la herramienta Microwave Office es un simulador circuital y su comportamiento a tan altas frecuencias no tiene en cuenta efectos como el acoplo.

5.3 Antena Impresa

El prototipo de la antena de parche circular a 30 GHz fabricada, se puede observar en la Figura 5.3. Al igual que con los conectores del doblador, es necesario un adaptador para los dos tipos de conectores el cual introduce pérdidas que son compensadas al realizar la calibración electrónica completa.



Figura 5.109. Antena impresa de parche circular a 30GHz.

Para realizar la medida del parámetro de adaptación s_{11} , es necesario conectar la antena de parche al puerto del analizador de espectro que ha sido calibrado, tras ello la medida obtenida, se muestra en la siguiente en la Figura 5.4.

Se ha representado de forma superpuesta tanto los valores del parámetro S_{11} obtenido en la simulación, como el obtenido experimentalmente mediante el analizador de redes, para de esta forma, poder realizar una mejor comparativa.

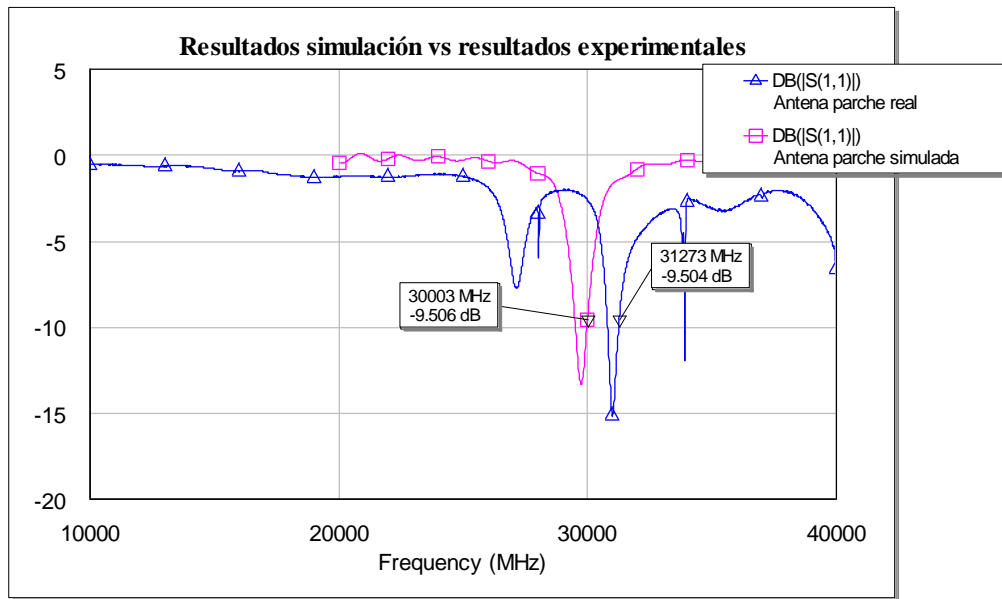


Figura 5.110. Parámetro de adaptación S_{11} de la antena de parche circular a 30GHz.

Como puede observarse, comparando con valor de la simulación del parámetro S_{11} a 30GHz que alcanza un valor en torno a -8 dB's, en el caso experimental alcanza dicho valor a una frecuencia en torno a 31,3 GHz un poco desplazada con respecto a la de la simulación. Dicho desplazamiento puede deberse a la diferencia de valores de las permitividades eléctricas reales de los materiales con respecto a las dadas en las hojas de características de los fabricantes.

Los picos que pueden verse a las frecuencias de 28 GHz y de 34 GHz, aproximadamente, pueden ser debidos al conector, ya que estamos obligándole a trabajar a 30 GHz, por encima de su frecuencia óptima.

5.4 Circuito doblador sin DC

La mejora que se realizó con respecto al circuito doblador para eliminar el nivel de continua que se colaba en el primer diseño, también se llegó a fabricar y se tomaron los siguientes resultados experimentales mediante el uso del analizador de espectros representados en la Figura 5.6.

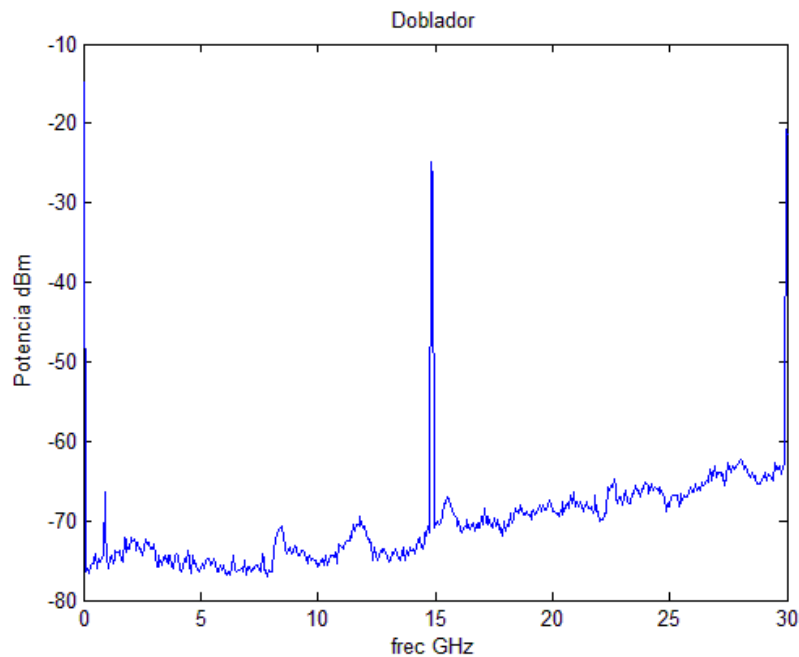


Figura 5.111. Representación del espectro a la salida del circuito doblador.

Como puede verse la salida a la frecuencia de 30GHz tiene un valor de potencia de aproximadamente -20 dB's, lo que nos marca unas pérdidas de conversión de 30dB's sabiendo que la potencia de entrada al circuito era de 10dBm. Dichas pérdidas son muy similares a las obtenidas con el primer diseño, sólo que con este se ha buscado minimizar la potencia a frecuencia cero, como puede observarse marca un valor de aproximadamente -50 dB's, lo cual significa que la señal continua está bastante filtrada.

Para obtener los valores exactos de los picos de potencia a las frecuencias de interés se han representados los datos obtenidos por el analizador mediante Matlab en las Figuras 5.7 y 5.8.

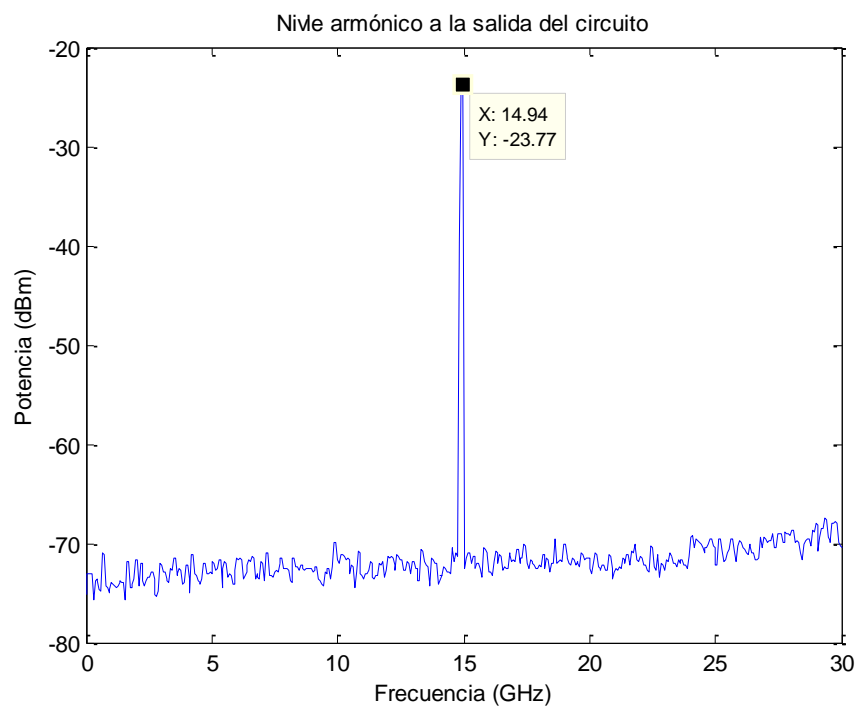


Figura 5.112. Representación de la potencia obtenida a la salida del circuito doblador a 15GHz.

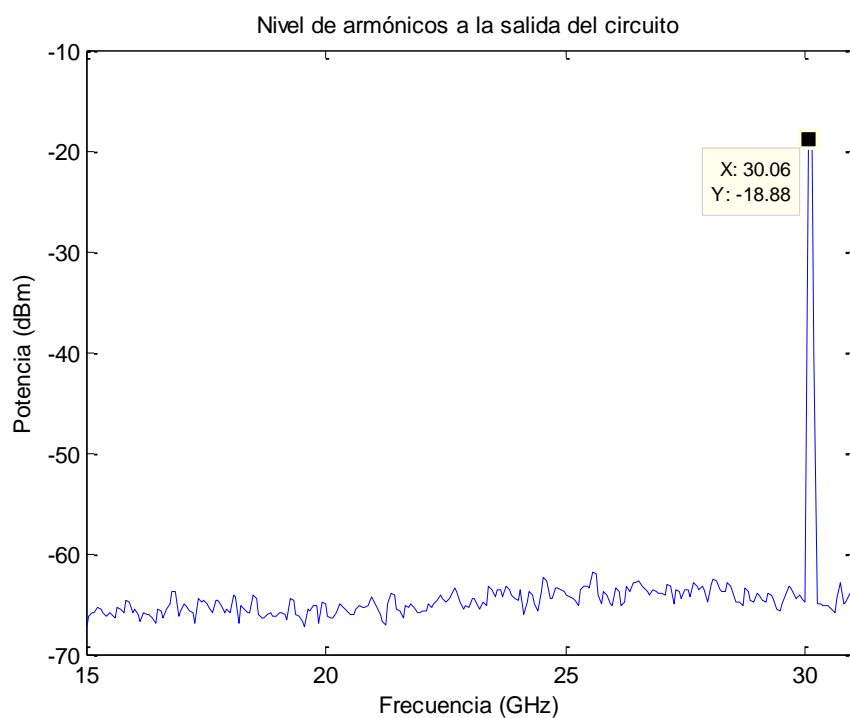


Figura 5.113. Representación de la potencia obtenida la salida del circuito doblador a 30GHz.

Con estas representaciones obtenemos los valores concretos de potencia, y teniendo en cuenta que la potencia de entrada al circuito es de 10dBm, si a la frecuencia de 30GHz la potencia de salida adquiere un valor de -18,8 dB's, las pérdidas de conversión obtenidas en este caso son de 28,8dB's, algo menores que las obtenidas con el doblador anterior.

Si nos fijamos en aislamiento de la señal de entrada a la salida del circuito doblador vemos que adquiere un valor de -23,7 dB's, por lo que se consigue una filtración del primer armónico bastante buena.

Como en el caso anterior, la diferencia entre las pérdidas de conversión simuladas y las obtenidas experimentalmente, se debe a que al trabajar a tan altas frecuencias intervienen factores como el acoplo que no se tienen en cuenta en la simulación.

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras

6.1 Conclusiones

Durante el desarrollo del proyecto, primero se ha llevado a cabo una breve introducción del estado del arte de los sistemas en la banda de milimétricas, como posible solución ante la poca flexibilidad que existe actualmente en el uso del espectro a frecuencias bajas. Por ello se ha hecho hincapié en las características de propagación de este tipo de ondas para poder comparar ventajas y desventajas en la utilización de este tipo de sistemas de comunicación.

El circuito desarrollado en este proyecto se trata de un circuito doblador que transforma señales a frecuencia de microondas, 15GHz, en señales a frecuencia milimétrica, 30GHz. El componente activo es el diodo de barrera Schottky, el cual se encarga de generar armónicos de la señal.

Tradicionalmente, los receptores y transmisores de ondas milimétricas se han basado en guías de onda, pero su coste de fabricación es bastante elevado, por ello este trabajo se centra en la implementación en tecnología impresa Microstrip, gracias al enorme avance que han ido teniendo los diodos Schottky de tecnología plana.

Se han caracterizado dos tipos diferentes de diodos Schottky sobre los cuales se han comparado sus prestaciones, según el valor de sus parámetros, llegando a la conclusión de que el diodo DBES105A al tener un valor menor de la capacidad de la unión, deriva en que su frecuencia de funcionamiento sea más alta que para el caso del diodo

CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

MA4E1317, aunque al tener un valor de resistencia en serie algo mayor, también conlleva a disipar algo más de potencia en forma de calor.

En cuanto al diseño de los circuitos dobladores, se ha buscado obtener la máxima transferencia de energía, obteniendo una buena adaptación a la entrada y un buen aislamiento de la señal de entrada a la salida del doblador, para ambos diodos caracterizados previamente. En un primer diseño en la simulación se detectó que se colaba potencia a frecuencia cero por lo que se realizó un segundo diseño buscando eliminar la componente de continua. Para ambos diseños se llevó a cabo, además el análisis Load-Pull para calcular la impedancia óptima que debería tener el elemento radiante que se colocará a la salida del circuito, para obtener de esta forma, máxima transferencia de potencia. Como conclusiones de este apartado se obtiene que el doblador que mejores prestaciones ofrece es el diseño sin DC para el diodo DBES105A, consiguiendo unas pérdidas de conversión de 10.9 dB's, una adaptación la entrada muy buena de 37.4 dB's y un aislamiento de la señal de entrada a la salida del circuito de 29 dB's.

Por último, como elemento radiante se ha elegido una antena impresa de tipo parche circular a 30GHz, entre sus ventajas están su pequeño tamaño físico, su facilidad de integración con el circuito doblador y su simplicidad en el diseño y fabricación. Inicialmente se desarrollo una antena de parche adaptada a 50 Ohmios sobre la que se apoyo el diseño de la segunda antena adaptando ésta, a la salida del circuito doblador. Los resultados obtenidos en simulación aportan una eficiencia bastante buena de 0.88 dB's, y una directividad de 8,4 dB's en la dirección de la perpendicular al plano que contiene la antena (broadside). Además se obtiene un nivel de lóbulos secundarios bastante bajo, -15,4 dB's.

Los resultados teóricos y experimentales obtenidos para el coeficiente de reflexión de la antena de parche a 30 GHz han sido muy similares, salvo por el leve desplazamiento en frecuencia, que puede deberse a la tolerancia en la permitividad del dieléctrico, y por lo picos obtenidos en las medidas experimentales que pueden ser debido al hecho de forzar a los conectores a trabajar por encima de su frecuencia límite. Para el caso del doblador sin DC, que es que mejores prestaciones a mostrado tanto experimentales como simuladas, se han obtenido unas pérdidas de conversión medidas experimentalmente de 28,8 dB's, las cuales pueden deberse principalmente al pequeño tamaño del circuito y de sus componentes, a la utilización de un sustrato tan delgado sobre el que se sueldan los conectores (que además trabajan por encima de su frecuencia limite) y al hecho de que a tan altas frecuencias afectan fenómenos como el acoplo que no se tienen en cuenta en simulación.

6.2 Líneas futuras

En esta sección se presentan algunas líneas de investigación futuras para continuar con el estudio llevado a cabo en el presente proyecto.

- Inserción del circuito doblador en una estructura de array: Un array de antenas de parche bien diseñado que permita sumar sus señales mediante un acoplador para obtener una serie de mejoras en las características de las mismas. Cada elemento del array estaría formado a partir de la estructura radiante desarrollada en el capítulo 4.

Anteriormente se ha hecho referencia a antenas de un solo elemento, pero para intentar obtener mejoras como el aumento de ganancia y la mejora en el diagrama de radiación, ya que, el array de antenas introduce una serie de nulos en el diagrama de radiación. Estos nulos dependen de la separación entre las antenas y de la frecuencia.

- Utilizando los circuitos diseñados realizar un doblador de doble etapa que nos permita aumentar la diferencia entre la frecuencia a la entrada y a la salida del circuito, muy útil para generadores de potencia de alta frecuencia.
- Diseñar y construir el doblador de 15 a 30 GHz, sobre otro tipo de sustrato y comprobar experimentalmente su correcto funcionamiento.
- En la medida de lo posible continuar subiendo la frecuencia de trabajo hasta llegar a 100 GHz, observando las dificultades que aparecen en cada caso, principalmente en la fabricación y diseño.
- Intentar efectuar fabricación del doblador de 15 a 30 GHz con el Diodo DBES105A, buscando un sustrato alternativo que permita su fabricación en tecnología Microstrip y realizar las medidas correspondientes para analizar su comportamiento en la práctica.

Capítulo 7

Presupuesto

7.1 Introducción

En este capítulo se presenta una representación en el eje de tiempo, de las fases en las que se divide el trabajo y las tareas llevadas cabo para su desarrollo, mostrando además las relaciones existentes entre ellas, mediante la creación de un diagrama de Gantt, el cual puede verse en la Figura 7.1.

Además, también se incluye el presupuesto del proyecto, que puede observarse en la Figura 7.2, dónde aparece reflejado el desglose de los costes asociados al proyecto.

El tiempo total de realización del proyecto ha sido de 12 meses, primero se calcula el coste de personal, teniendo en cuenta las tasas anuales máximas, obtenidas a partir de su categoría y su dedicación en horas a través de la conversión de 131,25 horas/hombre mes. Después, se evalúan los costes relacionados con los equipos utilizados, las herramientas del laboratorio de radiofrecuencia, y los recursos software utilizados para la simulación. En este caso, no se ha hecho ninguna subcontratación de tareas, pero sí existen otros costes directos del proyecto que hay que calcular, como por ejemplo los de los prototipos fabricados. Para finalizar, se suman todos los componentes que contribuyen en el presupuesto y se calcula el coste total.

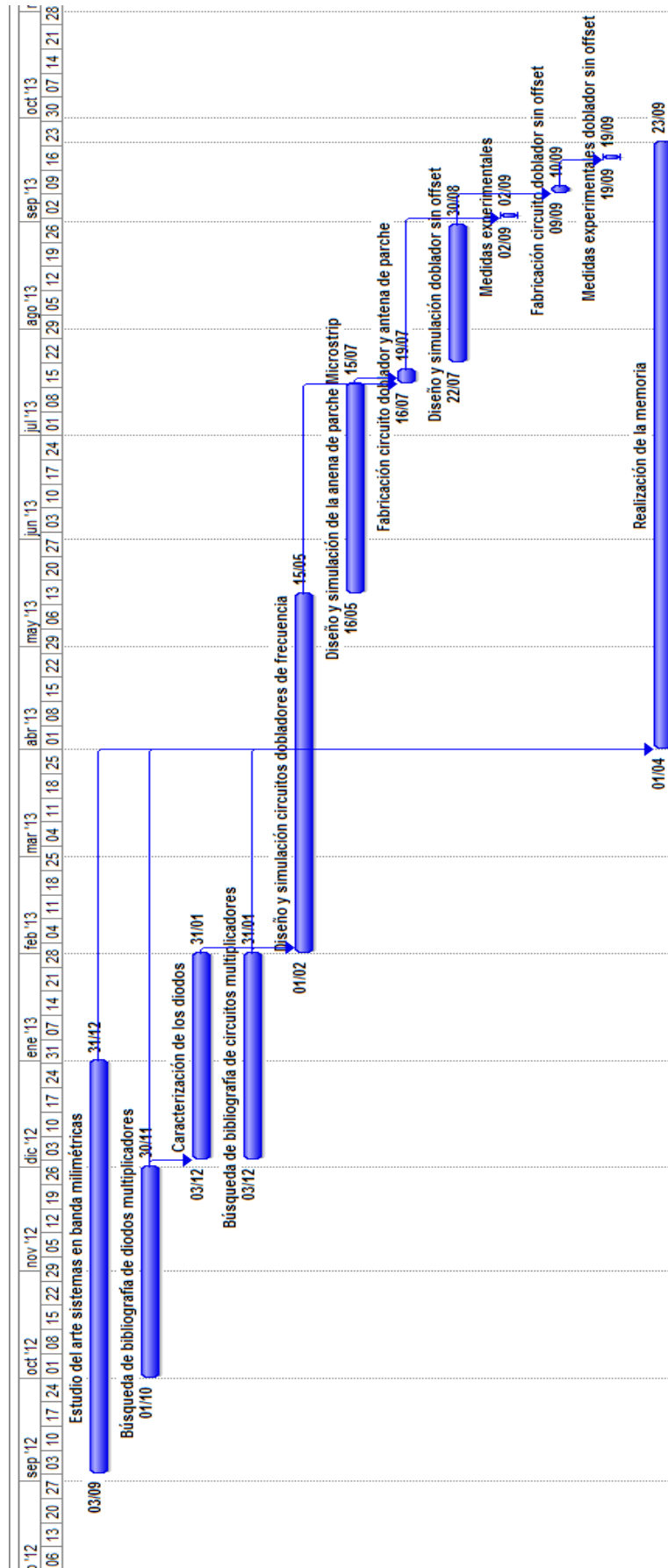


Figura 7.114. Diagrama de Gantt del proyecto.



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

Escuela Politécnica Superior

PRESUPUESTO DE PROYECTO

1.- Autor: Yolanda Belinchón
Monjas

2.- Departamento: Teoría de la Señal y
Comunicaciones

3.- Descripción del Proyecto:

- Título: Circuitos dobladores de frecuencia en bandas milimétricas

- Duración (meses): 12

Tasa de costes

Indirectos: 20 %

4.- Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros):

27.086,00 Euros

5.- Desglose presupuestario (costes directos)

PERSONAL

Apellidos y nombre	N.I.F. (no rellenar - solo a título informativo)	Categoría	Dedicación (hombres mes) ^{a)}	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Belinchón Monjas Yolanda		Ingeniero	6,583	2.694,39	17.737,17	
Segovia Vargas Daniel		Ingeniero Senior	0,686	4.289,54	2.942,62	
Técnico de Laboratorio		Técnico	0,152	2.694,39	409,55	
Ingeniero para medidas de prototipos		Ingeniero	0,0304	2.694,39	81,91	
					0,00	
Hombres mes 7,4514				Total	21.171,25	

^{a)} 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)

Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de

CAPÍTULO 7: PRESUPUESTO

8,8 hombres mes (1.155 horas)

EQUIPOS

Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable ^{d)}
Ordenador	1.000,00	100	12	60	200,00
Programas de simulación	4.000,00	100	11	60	733,33
Analizador de redes	100.000,00	100	0	60	83,33
Analizador de espectro	100.000,00	100	0	60	83,33
					0,00
					0,00
Total					1.100,00

^{d)} Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS

Descripción	Empresa	Coste imputable
Total		0,00

OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO ^{e)}

Descripción	Empresa	Costes imputable
Costes prototipos	Universidad Carlos III de Madrid	300,00
Total		300,00

^{e)} Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas, otros,...

6.- Resumen de costes

Presupuesto Costes Totales	Presupuesto Costes Totales
Personal	21.171
Amortización	1.100
Subcontratación de tareas	0
Costes de funcionamiento	300
Costes Indirectos	4.514
Total	27.086

Figura 7.115. Desglose del cálculo del presupuesto total del proyecto.

El presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de VEINTISIETE MIL OCHENTA Y SEIS EUROS.

Leganés a 20 de Septiembre de 2013

El ingeniero proyectista

Fdo. Yolanda Belinchón Monjas

Glosario

MMW: Millimetre wave

FSL: Free Space Loss

EHF: Extremely high frequency

UHF: Ultra High Frequency

VHF: Very High Frequency

HF: High Frequency

MF: Medium Frequency

SRD: Step Recovery Diode

TTL: Transistor-Transistor Logic

SPICE: Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

HBTUNER: Harmonic Balance Tuner

LPCS: Load Pull Contours Simulated

PEC: Perfect Electric Conductor

TEM: Transverse Electromagnetic

TE: Transverse Electric

TM: Transverse Magnetic

DUT: Device under Test

LHCP: Left Hand Circular Polarization

RHCP: Right Hand Circular Polarization

LOS: Line of sight

Referencias

- [1] Federal Communications Commision Office of Engineering and Tecnology, New Technology Development Division. *Millimeter Wave Propagation: Spectrum Management Implications*. Bulletin Number 70
July, 1997.
- [2] Christian M. Ho, C. Wang, K. Angkasa, y K. Gritton. *Estimation of Microwave Power Margin Losses Due to Earth's Atmosphere and Weather in the Frequency Range of 3–30 GHz*. Jet Propulsion Laboratory.California Institute of Technology. Junary 20, 2004.
- [3] *IEEE Global History Network: Millimeter Waves*. Disponible [Internet]:
<[http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/Millimeter Waves](http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/Millimeter_Waves).>
- [4] *Wireless Gigabit Alliance Web Page*. Disponible [Internet]: <<http://www.wigig.org>.>
- [5] *Is 802.11ad the Ultimate Cable Replacement?. Broadband Technology Report (BTR)*. Disponible [Internet]: <<http://btreport.net/2013/02/is-802-11ad-the-ultimate-cable-replacement>>
- [6] Ariel Bleicher. *Millimeter waves may be the future of 5G phones*. Disponible [Internet]: <<http://spectrum.ieee.org/telecom/wireless/millimeter-waves-may-be-the-future-of-5g-phones> .Posted 13 Jun 2013>
- [7] Universidad Nacional de La Plata. Facultad de Ingeniería. *Capitulo 2 : Diodos*.
- [8] S. A. Maas, *The RF and Microwave Circuit Design Cookbook*, Artech House, 1998.

REFERENCIAS

- [9] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Second Edition. Londres: Artech House, 2003.
- [10] S. A. Mass, *Microwave Mixer*. Artech House, 1992.
- [11] Luis Leonardo Rivera Abaúnza. Universidad de Ibagué. *El diodo Schoktty o diodo de barrera*. Disponible [Internet]: <<http://www.monografias.com/trabajos-pdf2/diodo-schottky-barrera/diodo-schottky-barrera.pdf>>
- [12] K.Zeljami, J.Gutiérrez, J.P.Pascual, T.Fernández, A.Tazón, M.Boussouis. Dpto. Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria y Dpto.de Físicas De la Universidad d Tetuán. *Caracterización de Diodos Schoktty para Banda W*.
- [13] Ian Poole. *The Schottky barrier diode Tutorial*. Disponible [Internet]: <http://www.radio-electronics.com/info/data/semicond/schottky_diode/schottky_barrier_diode.php>
- [14] George D. Vendelin, Anthony M. Pavio, Ulrich L. Rhode. *Microwave Circuit Design Using Linear and Non Linear Techniques*. Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2005.
- [15] Macom Technology Solutions. *MA4E131x Series GaAs Flip Chip Schottky Barrier Diodes*. Data Sheet.
- [16] United Monolithic Semiconductors S.A. *DBES105a GaAs Flip Chip Dual Diode, Schottky Barrier Diodes*. Data Sheet.
- [17] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Tercera ed.: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [18] M. T. Faber, J. Chramiec, and M. E. Adamsky, *Microwave and Millimeter-Wave Diode Frecuency Multipliers*, Primera ed.: Artech House, 1995.
- [19] Signal Processing Group Inc., technical memorandum on RF design. *What is load pull analysis for power amplifiers and how is it done?*. Disponible [Internet]: <<http://www.signalpro.biz/loadpull.pdf>>
- [20] Rogers Corporation. Advanced Circuit Materials. *RT/duroid® 5870 /5880 High Frequency Laminates*. Data Sheet.
- [21] C. A. Balanis. *Antenna Theory. Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2nd edition, 1997.
- [22] J.L.Jiménez Martín, J.M.Rodríguez Martín y V. Gonzxález Posadas, *Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip*. 26 Noviembre 2011.
- [23] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl y Apisak Ittipiboon. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House [2001].
- [24] Frank-Werner Thümmmler. Rohde-Schwarz. *Familia de multiplicadores de frecuencia hasta 110 GHz con atenuador integrados*. Disponible [Internet]: <http://www.rohde-schwarz.la/file/NEWS_204_spanish_SMZ.pdf>

REFERENCIAS

- [25] Iulian Rosu. *Small Antennas for High Frequencies*. YO3DAC / VA3IUL. Disponible [Internet]: < <http://www.qsl.net/va3iul/> >
- [26] A. Cardama-Aznar, L. Jofre-Roca, J. M. Rius-Casals, J. Romeu-Robert, y S. Blanch-Boris. *Antenas*. Barcelona: Edicions UPC. 1998.
- [27] Shigeaki (Shey) Hakusui, President, Harmonix Corporation. *Fixed Wireless Communications at 60GHz Unique Oxygen Absorption Properties*. April 10, 2001. Disponible [Internet]: <<http://www.rfglobalnet.com/doc/fixed-wireless-communications-at-60ghz-unique-0001>>
- [28] Tom Rosa, Terabeam-HXI -Haverhill, MA. *Multi-gigabit, MMW Point-to-point Radios: Propagation Considerations and Case Studies*. Microwave Journal. August 8, 2007. Disponible [Internet]: < <http://www.microwavejournal.com/articles/print/5214-multi-gigabit-mmw-point-to-point-radios-propagation-considerations-and-case-studies> >
- [29] Agilent Technologies. *Network Analyzer Basic*. Disponible [Internet]: < <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7917E.pdf> >